

Markus Oinonen

Tehotransistorin oikosulkusuojauksen toteuttava kytkentä

Sähkötekniikan korkeakoulu

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 12.8.2013.

Työn valvoja:

Prof. Jorma Kyyrä

Työn ohjaaja:

DI Matti Laitinen

Tekijä: Markus Oinonen

Työn nimi: Tehotransistorin oikosulkusuojauksen toteuttava kytkentä

Päivämäärä: 12.8.2013

Kieli: Suomi

Sivumäärä:10+71

Sähkötekniikan laitos

Professuuri: Tehoelektroniikka

Koodi: S-81

Valvoja: Prof. Jorma Kyyrä

Ohjaaja: DI Matti Laitinen

Tässä työssä on tutkittu virranmittaukseen perustuvaa tehotransistorin oikosulkusuojauskytkentää. Tehoelektroniikkalaitteissa yleisen puolijohdekomponentin IGBT:n (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ominaisuutena on, että sopivalla hilaohjauksella komponentin läpi kulkeva oikosulkuvirta voidaan katkaista. Työn teoriaosuudessa on selvitetty kirjallisuuden avulla mitä pitää ottaa huomioon IGBT:n oikosulkusuojausta suunniteltaessa. Selvityksen perusteella suojauksen pääasiallisena tehtävänä on estää puolijohdekomponentin ylikuumeneminen oikosulun aikana ja pitää komponenttiin kohdistuva jänniterasitus sallitulla tasolla virran katkaisun yhteydessä.

Oikosulun tai ylivirtavian havaitseminen transistorin virran tason perusteella on periaatteessa luontevaa, koska virta on näissä vikatyypeissä primäärisuure. Ongelma on kuitenkin siinä, että sopivan virranmittausmenetelmän löytäminen ei ole itsestään selvää varsinkaan suuritehoisissa sovelluksissa. Tässä työssä tutkittiin IGBT-tehomoduulin sisäisten hajasuureiden hyödyntämistä virranmittauksessa. Menetelmän etuna on pieni tilan tarve. Idean toimivuutta kokeiltiin ensin simuloimalla, minkä pohjalta toteutettiin prototyyppi. Virranmittausperiaatteen toimivuus todettiin mittauksilla, minkä jälkeen koko suojauskytkentää testattiin tekemällä oikosulkukokeita taajuusmuuttajalle, johon prototyyppi oli asennettu. Kokeiden mukaan ehdotettu oikosulkuvalvonta voi havahtua ennen kuin transistori siirtyy niin sanotulle *aktiivialueelle*, missä tehopuolijohteessa syntyvä tehohäviö kasvaa dramaattisesti. Tämä on ehdotetun menetelmän etu verrattuna IGBT:n oikosulkusuojauksessa yleisesti käytettyyn saturaatiojännitevalvontaan.

Avainsanat: IGBT, oikosulku, suojaus, hilaohjain, virranmittaus

Author: Markus Oinonen

Title: Short-Circuit Protection Circuit for a Power Transistor

Date: 12.8.2013

Language: Finnish

Number of pages:10+71

Department of Electrical Engineering

Professorship: Power Electronics

Code: S-81

Supervisor: Prof. Jorma Kyyrä

Instructor: M.Sc (Tech.) Matti Laitinen

In this thesis a current measurement based short-circuit protection method of a power transistor has been investigated. One feature in commonly used power semiconductor component IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) is the ability to turn-off the short-circuit current which is flowing through the component by proper gate control. In the theoretical part of this thesis a literature survey has been done to find out that what must be considered when designing IGBT short-circuit protection. According to the survey, the main purpose of the protection is to prevent overheating of the semiconductor chip, and maintain its voltage stress in acceptable limits during turn-off.

Detecting short-circuit or overcurrent-fault based on the magnitude of transistor's current is reasonable because the current is the primary quantity in these fault types. However, the problem is that finding suitable current measurement method is not trivial, particularly in high power applications. Utilizing the internal IGBT power module parasitics in current measurement was investigated in this thesis. A small space requirement is one advantage of this method. At first the idea was examined by simulations, and then a prototype was constructed based on the results. Functionality of the current measurement principle was verified by measurements. After that the whole protection circuit was tested by performing short-circuit experiments with a frequency converter in which the prototype was assembled. According to the experiments, the proposed monitoring circuit can detect fault before the transistor goes into *active region*, where power dissipation of the component increases dramatically. This is a benefit compared to the desaturation monitoring which is the most common short-circuit protection method.

Keywords: IGBT, short-circuit, protection, gate driver, current measurement

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Teknologia-osastolla ABB Oy Drives -yksikössä Helsingissä. Työn ohjaajana toimi Matti Laitinen, jota kiitän mielenkiintoisesta ja hyvin määritellystä diplomityön aiheesta, sekä asiantuntevasta ohjauksesta. Työn valvojana on toiminut professori Jorma Kyyrä, jota haluan kiittää hänen antamistaan neuvoista ja käytännön järjestelyistä.

Haluan kiittää myös kaikkia muita, jotka ovat auttaneet tai neuvoneet tarvittaessa työhön liittyvissä asioissa. Heistä erityisesti haluan mainita Kari Maulan, joka opasti minua simulaatioissa ja piirilevysuunnittelussa, sekä auttoi mittausten suorittamisessa. Mainitsemisen arvoista apua antoivat myös Tuomas Kemppainen piirilevysuunnittelussa ja Janne Kallio taajuusmuuttajan ohjauselektroniikkaan liittyvissä kysymyksissä. Kiitokset myös aikaisemmalle esimiehelleni Juha Kosolalle, joka auttoi löytämään diplomityöaiheen.

Lopuksi haluan kiittää vanhempiani kaikesta kannustuksesta ja tuesta, jota he ovat antaneet opintojeni aikana. Kiitos myös vaimolleni ja pojalleni kärsivällisyydestä opintojeni pitkittyessä ja kannustuksesta, jota he ovat antaneet jo pelkällä olemassaolollaan.

Helsinki, 9.8.2013

Markus A. Oinonen

Sisältö

Tiivistelmä	ii
Tiivistelmä (englanniksi)	iii
Esipuhe	iv
Sisällysluettelo	v
Symbolit ja lyhenteet	vii
1 Johdanto	1
2 IGBT:n käyttösovellukset ja toimintaperiaate	2
2.1 Käyttösovelluksia	2
2.2 IGBT-komponentti	4
2.2.1 Teho-MOSFET:n rakenne ja toimintaperiaate	5
2.2.2 IGBT:n rakenne ja toimintaperiaate	6
2.2.3 IGBT:n toimintatilat ja ominaiskäyrästä	9
2.3 IGBT-teknologiat	11
2.3.1 PT-IGBT	11
2.3.2 NPT-IGBT	12
2.3.3 FS-IGBT ja trench-hilarakenne	12
2.3.4 CSTBT	13
2.4 Tehomoduulit	13
2.4.1 Tehomoduulin hajasuureet	15
3 IGBT:n ohjaus	17
3.1 Jännitelähde-hilaohjain	18
3.2 Käyttäytyminen kytkentätilanteissa	19
3.2.1 Sammutus (kuva 20)	21
3.2.2 Sytytys (kuva 21)	21
3.3 Huomioita IGBT:n dynaamisesta käyttäytymisestä	22
3.3.1 Kollektorivirran muutosnopeus di_C/dt	23
3.3.2 Kollektori-emitteri-jännitteen muutosnopeus du_{CE}/dt	24
4 IGBT:n toiminta oikosulussa	26
4.1 Oikosulun sijainti	27
4.2 Oikosulkujen luokittelu tapahtumahetken mukaan	29
4.3 IGBT:n oikosulkuun liittyvät vikamekanismit	32
4.3.1 Estosuuntainen turvallinen toiminta-alue	33
4.3.2 Ylijännite sammutuksessa	33
4.3.3 Staattinen ja dynaaminen lukittuminen	34
4.3.4 Ylikuumeneminen	35
4.4 Oikosulkusuojausmenetelmät	36
4.4.1 Jännitteen u_{CE} mittaukseen perustuva oikosulkuvalvonta	36

4.4.2	Virranmittaus-IGBT:llä toteutettu oikosulkuvalvonta	38
4.4.3	Kollektorivirran muutosnopeuteen perustuva oikosulkuvalvonta	39
4.4.4	Hilajännitteeseen tai -varaukseen perustuva oikosulkuvalvonta	40
4.4.5	Kollektorivirran i_C tasoon perustuva oikosulkuvalvonta	42
4.4.6	Pehmeä sammutus	43
5	Ehdotettu kytkentä	48
5.1	Alkuperäinen ehdotus	48
5.2	Modifioitu kytkentä	50
5.3	Tehomoduulin hajasuureita hyödyntävä virranmittaus	51
5.3.1	Passiivinen alipäästösuodin	52
5.3.2	Aktiivinen integraattori	53
5.3.3	Parasiittisen vastuksen $R_{\sigma E}$ lämpötilariippuvuus	56
6	Käytännön toteutus ja mittaukset	58
6.1	Prototyyppi	58
6.2	Mittauspiirin virittäminen	59
6.3	Oikosulkukokeet	60
6.4	Johtopäätökset	63
7	Yhteenveto	65
A	Liite: IGBT simulointimallit	70
B	Liite: Oikosulkukokeissa käytetty mittausjärjestely	71

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

α_{PNP}	IGBT:n bipolaarisen osan kollektori- ja emitterivirran suhde
β	metallin resistiivisyyden lämpötilakerroin
C	IGBT:n kollektori
C_{CE}	kollektorin ja emitterin välinen kapasitanssi
C_{depl}	tyhjennysaluekapasitanssi
C_f	passiivisen alipäästösuodatimen kapasitanssi
C_{GE}	hilan ja emitterin välinen kapasitanssi
C_{GC}	hilan ja kollektorin välinen kapasitanssi (Miller-kapasitanssi)
C_{ies}	IGBT:n piensignaalisijaiskytkennän tulokapasitanssi
C_{res}	IGBT:n piensignaalisijaiskytkennän siirtokapasitanssi
C_{oes}	IGBT:n piensignaalisijaiskytkennän lähtökapasitanssi
C_{ox}	hilaoksidikerroksen sähköstaattinen kapasitanssi
D	pulssinleveysmodulaatiosignaalin ohjaussuhde t_{on}/T
D	MOSFET:n nielu (<i>drain</i>)
e	IGBT:n apuemitteri
E	IGBT:n emitteri
E_{SC}	energia joka muuttuu transistorissa lämmöksi oikosulun aikana
$E(x)$	sähkökentänvoimakkuus paikan funktiona IGBT:n ajautumisalueessa
f_{sw}	kytkentätaajuus
$f_{3\text{dB}}$	yhden navan sisältävän dynaamisen systeemin kaistanleveys
G	IGBT:n tai MOSFET:n hila (<i>gate</i>)
g_m	IGBT:n transkonduktanssi
$G_i(s)$	mittauskytkennän aktiivisen osan siirtofunktio
G_{DC}	aktiivisen virranmittauskytkennän DC-vahvistus
G_{tot}	koko virranmittauskytkennän siirtofunktio
I_C	IGBT:n kollektorivirta
$I_{\text{C(PNP)}}$	IGBT:n sisäisen PNP-transistorin kollektorivirta
I_D	MOSFET:n nieluvirta
$I_{\text{E(PNP)}}$	IGBT:n sisäisen PNP-transistorin emitterivirta
I_n	IGBT:n n-kanavan virta joka koostuu elektroneista
I_N	IGBT-moduulin nimellisvirta
I_p	IGBT:n aukoista koostuva virta
I_{SC}	oikosulkuvirta
L_{par}	virtajohtimen parasiittinen induktanssi
L_{SC}	oikosulkuinduktanssi

$L_{\sigma\text{CE}}$	tehomoduulin kollektorin ja emitterin välinen induktanssi teholiittimistä mitattuna
$L_{\sigma\text{eE}}$	tehomoduulin induktanssi, joka on apuemitterin ja tehoe- mitterin välillä päävirtatiellä
n	elektronien luovuttaja-atomeilla (donoreilla) seostettu puolijohde
n^+, p^+	voimakkaasti seostettu puolijohde (epäpuhtausatomien pi- toisuus $> 10^{17} \text{ cm}^{-3}$)
n^-, p^-	heikosti seostettu puolijohde (epäpuhtausatomien pitoisuus $< 10^{15} \text{ cm}^{-3}$)
N_i	itseispuolijohteen varaustiheys
N_D	puolijohteen seostustiheys
p	elektronien vastaanottaja-atomeilla (akseptoreilla) seostet- tu puolijohde
Q_G	hilajännitteen muuttamiseen tarvittava varaus
R_{B1}, R_{B2}	hilaohjaimen pääteasteen kantavastukset
$R_{\text{DS-on}}$	MOSFET:n nielu-lähde-resistanssi johtavassa tilassa
R_{drift}	teho-MOSFET:n ajautumisalueen resistanssi
$R_{\text{CC'-EE'}}$	tehomoduulin kollektorin ja emitterin välinen resistanssi
$R_{\sigma\text{eE}}$	tehomoduulin resistanssi, joka on apuemitterin ja tehoe- mitterin välillä päävirtatiellä
R_f	passiivisen alipäästösuodattimen resistanssi
R_G	tehomoduulin ulkopuolinen hilavastus
R_{Gint}	tehomoduulin sisäinen hilavastus
R_i	operaatiovahvistimen invertoivaan tuloon kytketty vastus
R_s	virranmittausvastus
R_x	aktiivisen operaatiovahvistinkytken takaisinkytkentä- vastus
R'_x	apumuuttuja ($= 2R_x$)
R_{20}	metallijohtimen resistanssi huoneenlämpötilassa
s	Laplace-muuttuja
S	lähde (<i>source</i>)
T	pulssinleveysmodulaatiosignaalin jaksonaika
t	aika
t_{on}	aika jonka pulssinleveysmodulaatiosignaali on ylätilassa
t_{off}	aika jonka pulssinleveysmodulaatiosignaali on alatilassa
t_{tlt0}	aika jonka pehmeän sammutuksen jännite U_{Gtlt0} on päällä
t_r	nousuaika
t_{SC}	oikosulunkestoaika
T_{vj}	puolijohdekomponentin liitoksen lämpötila
τ_f	passiivisen alipäästösuodattimen aikavakio
τ_σ	tehomoduulin hajasuureiden aikavakio $L_{\sigma\text{eE}}/R_{\sigma\text{eE}}$
τ_{iz}	virranmittauspiirin aktiivisen osan siirtofunktion nollaa vas- taava aikavakio

τ_{ip}	virranmittauspiirin aktiivisen osan siirtofunktion napaa vastaava aikavakio
$U_{(BR)CES}$	IGBT:n kollektori-emitteri-jännite joka aiheuttaa vyörypurkauksen kun hila on oikosuljettu emitteriin
U_{CC}	hilaohjaimen positiivinen apujännite
U_{ch}	MOSFET:n kanavan jännitehäviö
U_{CE}	IGBT:n kollektori-emitteri-jännite
ΔU_{CE}	IGBT:n sammutuksessa syntyvän jännitepiikin suuruus
U_{CES}	IGBT:n suurin sallittu kollektori-emitteri-jännite
U_{CEsat}	IGBT:n saturaatiojännite
U_{DC}	välipiirijännite
U_{DS}	MOSFET:n nielu-lähde-jännite
U_{DSS}	MOSFET:n suurin sallittu nielu-lähde-jännite
U_{EE}	hilaohjaimen negatiivinen apujännite
u_{eE}	apuemitterin ja tehoemitterin välinen jännite referoituna apuemitterin potentiaaliin
U_F	IGBT:n rinnaikkaisdiodin johtavan tilan jännitehäviö
u_f	passiivisen alipäästösuodattimen lähtöjännite
U_{FRM}	diodin syttymishetken jännitepiikki (<i>forward recovery voltage</i>)
U_{flt}	oikosulkuvalvontapiirin lähtösignaali
U_G	hilaohjaimen pääteasteen lähtöjännite
U_{Goff}	hilaohjaimen pääteasteen lähtöjännite sammutuksessa
U_{Gon}	hilaohjaimen pääteasteen lähtöjännite syttytyksessä
U_{Gtlo}	pehmeän sammutuksen ohjausjännite (<i>two level turn off</i>)
U_{GE}	IGBT:n hila-emitteri-jännite
$U_{GE(th)}$	IGBT:n kynnysjännite
U_{GEon}	IGBT:n pysyvän tilan hila-emitteri-jännite kun transistori johtaa
U_{GEoff}	IGBT:n pysyvän tilan hila-emitteri-jännite kun transistori on sammutettu
U_{GS}	MOSFET:n hila-lähde-jännite
$U_{GS(th)}$	MOSFET:n kynnysjännite
u_i	aktiivisen virranmittauskytkennän lähtöjännite
U_{PiN}	IGBT:n ajautumisalueesta ja kollektorin pn-liitoksesta aiheutuva jännitehäviö
U_{ref}	oikosulkuvalvonnassa käytettävä referenssijännite
U_{RG}	efektiivinen ohjausjännite, joka vaikuttaa hilavastuksen yli

Lyhenteet

Al	alumiini
AlN	alumiininitridi
Al ₂ O ₃	alumiinioksidi
AMB	<i>Active Metal Brazing</i>

BiFET	<i>Bipolar Field Effect Transistor</i>
COMFET	<i>Conductivity-Modulated Field Effect Transistor</i>
CSTBT	<i>Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor</i> – IGBT valmistusteknologia
DCB	<i>Direct Copper Bonding</i>
DDCS	<i>Distributed Drive Control System</i> – ABB:n tiedonsiirtoprotokolla
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – sähkömagneettinen häiriö
FLT	suojauslogiikan signaali, joka ilmaisee että vika (<i>fault</i>) on havaittu
FPGA	<i>Field Programmable Logic Array</i> – ohjelmoitava logiikkapiiri
FS	<i>Field Stop</i> – IGBT valmistusteknologia
FUL	<i>Fault Under Load</i> – oikosulku joka tapahtuu kun transistori on valmiiksi johtavassa tilassa
GEMFET	<i>Gain-Enhanced MOSFET</i>
HSF	<i>Hard Switched Fault</i> – oikosulku jossa kuorma on oikosuljettuna ennen kuin transistori sytytetään
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> – eristetyllä hilalla varustettu bipolaaritransistori
IGR	<i>Insulated Gate Rectifier</i>
IPM	<i>Intelligent Power Module</i> – tehomoduli johon on integroitu sellaisia toimintoja, jotka sijaitsevat tavallisesti ulkoisella hilaohjaimella
JFET	<i>Junction Field Effect Transistor</i> – liitoskanavatransistori
LED	<i>Light Emitting Diode</i> – valodiodi
LPT	<i>Light Punch-Trough</i> – IGBT valmistusteknologia
MOSFET	<i>Metal Oxide Field Effect Transistor</i> – pintakanavatransistori
NPT	<i>Non-Punch-Trough</i> – IGBT valmistusteknologia
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – pulssinleveysmodulaatio
\overline{PWM}	alhaalla aktiivinen hilaohjaimen ohjaussignaali
PT	<i>Punch-Trough</i> – IGBT valmistusteknologia
RBSOA	<i>Reverse Bias Safe Operating Area</i> – estosuuntainen turvallinen toiminta-alue
RoHS	<i>The Restriction of the use of certain Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment</i> – Euroopan unionin säännös, jolla rajoitetaan tiettyjen haitallisten aineiden käyttöä sähkö- ja elektroniikkalaitteissa
SiO ₂	piioksidi
Si ₃ N ₄	piinitridi
SPT	<i>Soft Punch Trough</i> – IGBT valmistusteknologia
SOTO	suojauslogiikan lähtösignaali (<i>Soft Turn Off</i>)
SR	<i>Slew Rate</i> – operaatiovahvistimen lähtöjännitteen suurin mahdollinen muutosnopeus

1 Johdanto

Asiakkaan kannalta luotettavuus on eräs tärkeimmistä tehoelektroniikkalaitteelta vaadittavista ominaisuuksista. Tämä vaatimus korostuu, kun suuntauksena on, että tehoelektroniikkaa hyödynnetään yhä vaativammissa sovelluksissa ja käyttöympäristöissä. Perinteisten sovellusten, kuten teollisuuden sähkömoottorikäyttöjen lisäksi tehoelektroniikkaan perustuvia suuntaajia hyödynnetään esimerkiksi sähkön tuotannossa, kuten tuuli- ja aurinkovoimaloissa. Kun kehitetään yhä parempia teknisiä ratkaisuja, voidaan samalla edistää energiatehokkaan ja ympäristöystävällisen tekniikan laajamittaista käyttöönottoa.

Taajuusmuuttajan kokonaisvaltaiseen luotettavuuteen voidaan vaikuttaa osaltaan suojauksilla, joilla varaudutaan eri vikatilanteita vastaan. Oikosulku on eräs pahimmista tällaisista vikatilanteista, koska pitkittyessään oikosulkuun liittyvät vikavirrat voivat aiheuttaa vaikeasti ja kalliisti korjattavia tuhoja. Tässä työssä perehdytään eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin (IGBT, *insulated gate bipolar transistor*) oikosulkusuojaukseen. Tätä transistorityyppiä käytetään yleisesti taajuusmuuttajissa muutamien satojen wattien tehoisista laitteista megawattien tehoja käsitteleviin järjestelmiin.

Eräs IGBT:n hyödyllinen ominaisuus on, että vikatilanteessa transistorin läpi kulkeva oikosulkuvirta voidaan katkaista sopivalla hilaohjauksella. Nykyaikaiset teho-IGBT:t on suunniteltu siten, että ne kestävät oikosulkuvirtaa tyypillisesti noin 10 μ s ajan. Sen puitteissa on mahdollista havaita vika ja katkaista oikosulkuvirta hallitusti, ennen kuin transistori tuhoutuu. Yleisin tapa havaita IGBT:n oikosulku perustuu transistorin kollektorin ja emitterin välisen jännitteen mittaamiseen. Ensimmäinen suuri oikosulkutilanteessa on kuitenkin transistorin läpi kulkeva virta. Tässä työssä perehdytäänkin erääseen uudenlaiseen IGBT:n oikosulkusuojauskytkentään, joka perustuu transistorin virranmittaukseen. Sen toiminnallisuutta tutkitaan simuloinnalla piirisimulaattorilla ja tekemällä käytännön kokeita prototyyppin avulla. Tavoitteena on saada selville kuinka hyvin ehdotettu kytkentä soveltuu käytettäväksi taajuusmuuttajasovelluksessa.

Työ jakautuu sisällöltään teoreettiseen ja kokeelliseen osuuteen. Näistä ensin mainittu tarjoaa IGBT:n oikosulkusuojaukseen liittyvää taustatietoa, joka toimii johdatuksena tähän aihepiiriin. Aluksi luvussa 2 esitetään perustietoja IGBT:n käyttösovelluksista ja itse komponentin toimintaperiaatteesta. Luvussa 3 käsitellään IGBT:n ohjausta ja käyttäytymistä kytkentätilanteissa. Luvussa 4 perehdytään tarkemmin oikosulkuilmiöön IGBT:n kannalta ja luodaan katsaus eri lähteistä löytyviin oikosulkusuojausratkaisuihin. Kokeellisessa osuudessa keskitytään toteutettuun suojauskytkentään, jossa iso painoarvo on työn yhteydessä kehitetyllä virranmittausmenetelmällä. Luvussa 5 esitellään ehdotettu oikosulkusuojauskytkentä ja sen toimintaperiaate. Luku 6 käsittelee koekytkennän toteutusta ja mittaustuloksia.

2 IGBT:n käyttösovellukset ja toimintaperiaate

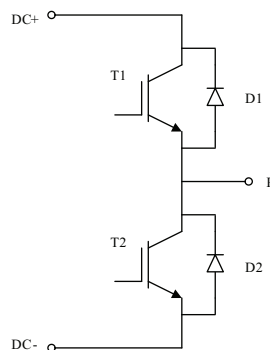
Tässä luvussa esitellään aluksi joitakin tavanomaisia kytkentöjä, joissa IGBT-komponentteja käytetään. Sen jälkeen käsitellään IGBT:n rakennetta ja toimintaperiaatetta. Luvun lopussa esitellään eri IGBT-valmistusteknologioita ja käsitellään tehomoduuriksi kutsuttua kotelointiratkaisua.

2.1 Käyttösovelluksia

Tehosovelluksissa transistoreita käytetään tyypillisesti ohjattavina kytkiminä. Kuormavirtaa voidaan säätää esimerkiksi pulssinleveysmodulaatioon (PWM, *pulse-width modulation*) perustuvalla ohjauksella, missä kuormavirran suuruuden määrää tehotransistoreilla katkotun jännitteen keskiarvo. PWM-ohjauksessa transistori on joko täysin johtavassa tilassa, tai johtamattomana, jolloin tehopuolijohdekomponentissa syntyvät tehohäviöt minimoituvat.

Puolisiltakytkentä

Kuvassa 1 on esitetty IGBT:illä toteutettu puolisiltakytkentä. Kuorma sijoitetaan tällaisessa kytkennässä tyypillisesti transistorien välissä olevan pisteen P ja jomman kumman DC-kiskon, tai DC-jännitteen keskipisteen välille. Jos tätä kytkentää syötetään jännitelähteestä, molemmat transistorit eivät saa johtaa yhtä aikaa. Se aiheuttaisi jännitelähteen oikosulun transistorien kautta. Transistorien lisäksi kuvassa 1 näkyvät vastarinnan kytketyt diodit, joita kutsutaan loisivirta- tai rinnakkaisdiodiksi (*freewheeling diode*). Niiden tehtävänä on tarjota virralle kulkureitti silloin, kun se muuten pyrkisi kulkemaan transistorin estosuuntaan.

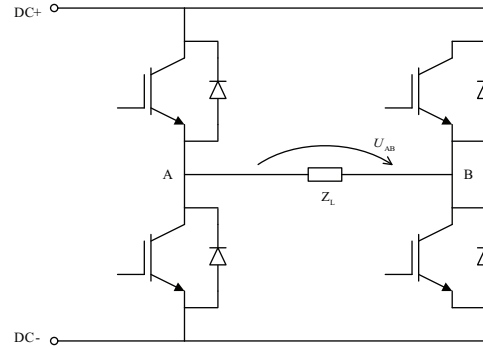


Kuva 1: IGBT:stä T1 ja T2 koostuva puolisiltakytkentä. Transistorien rinnalla on loisivirtadiodit D1 ja D2, jotka takaavat kuormavirralla kulkureitin esimerkiksi induktiivisen kuorman tapauksessa.

Kokosiltakytkentä

Puolisiltakytkentää käytetään esimerkiksi erilaisissa sähkömoottorikäyttöjen tehoasteissa, kuten tasasähkökatkoissa ja vaihtosuuntaajissa. Kahdesta puolisillasta koostuva kokosiltakytkentä (*H-bridge, full-bridge*), joka on esitetty kuvassa 2, soveltuu

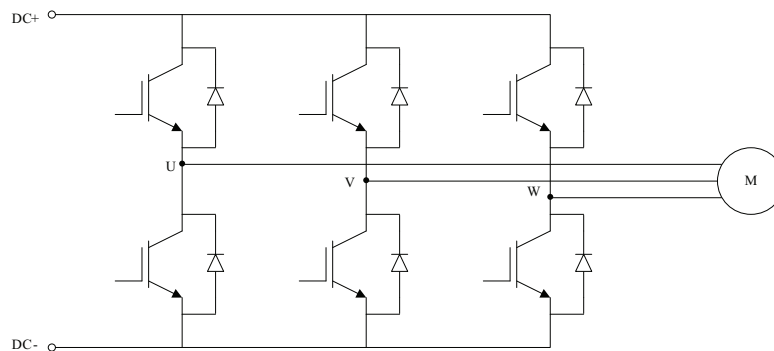
DC-moottorin ohjaukseen. Sen ominaisuutena on, että pisteiden A ja B välille kytketyn kuorman jännitteen ja virran suunta voidaan määrätä transistorien ohjauksilla. Näin ollen tehon suunta voidaan valita vapaasti, jolloin sähkökone voi toimia sekä moottorina että generaattorina molempiin pyörimissuuntiin.



Kuva 2: Kokosiltakytkentä soveltuu esimerkiksi DC-moottorin ohjaukseen. Kuorman jännitteen napaisuus ja virran suunta voidaan valita vapaasti.

Kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja

Kuvassa 3 esitetty kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja koostuu kolmesta puolisolista, joiden keskipisteistä saadaan vaihejännitteet. Tällaisella vaihtosuuntaajalla voidaan ohjata kolmivaihemoottoria, mutta samalla periaatteella toimivat myös verkkovaihtosuuntaajat, jolloin moottorin tilalla on suodatin ja sähköverkko. Verkkovaihtosuuntaajalla on mahdollista syöttää tehoa tasajännitevälipiiristä sähköverkkoon.

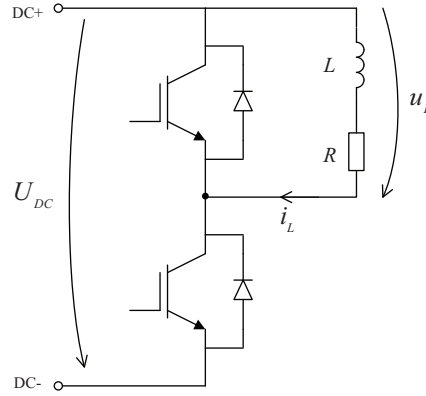


Kuva 3: Kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja, jonka kuormana on sähkömoottori.

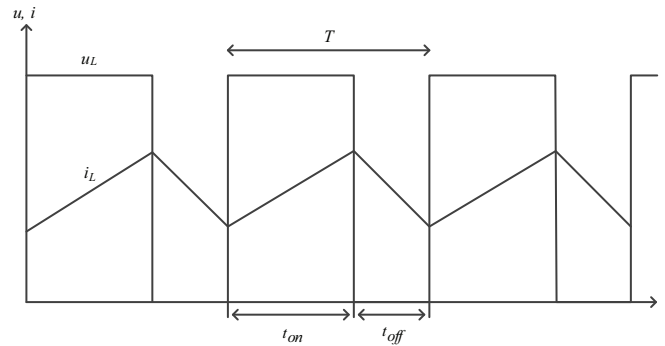
Jännitettä laskeva katkoja

Kuvassa 5 on esitetty periaatteellisia jännitettä laskevan DC-katkojen käyrämuotoja, kun kuorma koostuu induktanssin ja resistanssin sarjakytkennästä, kuten kuvassa 4. Siinä puolisolilla ylempää transistoria ei tarvita lainkaan, joten se pidetään koko ajan sammutettuna. Kun alempi transistori johtaa, kuorman jännite on lähes

DC-syöttöjännitteen U_{DC} suuruinen. Kuormavirta kasvaa alemman transistorin johtaessa lähes lineaarisesti, kun aikavakio L/R on suuri verrattuna kytkentätaajuuteen $f_{sw} = 1/T$. Alemman transistorin sammussa kuormavirta siirtyy kulkemaan ylähaaran diodin kautta. Tällöin kuormajännite on nolla ja virta pienenee induktanssin ja resistanssin määrämällä nopeudella.



Kuva 4: Jännitettä laskeva katkoja. Lähtöjännitteen keskiarvoa voidaan säätää PWM-ohjauksessa muuttamalla alemman transistorin suhteellista johtoaikaa. Ylempi transistori on tässä kytkennässä johtamattomassa tilassa koko ajan. Induktiivisella kuormalla virta i_L kommutoituu kulkemaan ylempien diodin kautta alemman transistorin sammussa.



Kuva 5: Jännitettä laskevan katkojan periaatteellisia käyrämuotoja. Lähtöjännitettä u_L katkotaan kytkentätaajuudella $f_{sw} = 1/T$. Lähtöjännitteen ja kuormavirran i_L keskiarvoa voidaan säätää muuttamalla ohjaussuhdetta $D = t_{on}/T$.

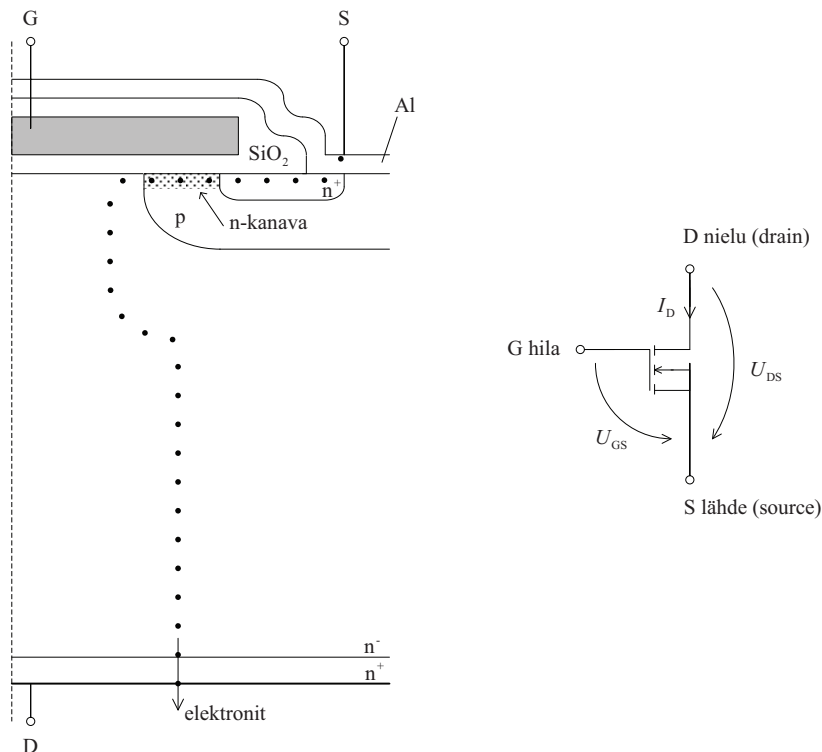
2.2 IGBT-komponentti

Eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin (IGBT:n) toimintaperiaatteen esitti ensimmäisen kerran Yamagami vuonna 1968 jätetyssä japanilaisessa patenttihakemuksessa [8]. Vuonna 1979 General Electric -yhtiössä työskennellyt B. Jayant Baliga raportoi ensimmäisistä käytännön toteutuksista. Samaan aikaan toisen suuren puolijohdevalmistajan Radio Corporation of America -yhtiön tutkijat Hans W. Becke ja Carl Frank Wheatley tekivät merkittävää IGBT:tä koskevaa kehitystyötä. Heille

myönnettiin IGBT:n toimintaperiaatetta koskeva patentti vuonna 1980 [4]. Ensimmäiset kaupalliset IGBT:t tulivat markkinoille vuoden 1983 aikana [28, s. 99]. Kysymyksessä on siis verrattain uusi komponenttityyppi ja ominaisuuksiltaan kehittyneempiä IGBT:itä ilmestyy markkinoille jatkuvasti. Muita nimiä tälle komponentille ovat olleet vuosien saatossa IGR (*insulated gate rectifier*), COMFET (*conductivity-modulated FET*), GEMFET (*gain-enhanced MOSFET*) ja BiFET (*bipolar FET*) [16]. Nimitys IGBT on kuitenkin nykyisin vakiintunut kyseiselle komponenttityypille.

2.2.1 Teho-MOSFET:n rakenne ja toimintaperiaate

IGBT on kehitetty pintakanavatransistorista eli MOSFET:stä (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*). Sen toimintaperiaatteen tunteminen auttaa ymmärtämään IGBT:n sisäistä toimintaa. Teho-MOSFET alkion periaatteellinen rakenne ja piirrosmerkki on esitetty kuvassa 6. Ohjauselektrodina toimiva hila (*gate*) kelluu piioksidikerroksen eristämänä muusta rakenteesta. Jos hilan ja lähteen (*source*) välille kytketään riittävän suuri positiivinen jännite, muodostuu p-kanta-alueeseen (*p-base*, *p-well*) hilavarauksen vaikutuksesta n-kanava. Tämän kanavan ansiosta varauksenkuljettajat, eli tässä tapauksessa elektronit, pääsevät kulkemaan lähteestä nieluun (*drain*). MOSFET pysyy johtavana niin kauan, kuin hilalla on riittävä varaus n-kanavan aiheuttamiseen, joten se tarvitsee ohjaustehoa vain hilan varaamiseen ja purkamiseen. [28]



Kuva 6: Avaustyyppinen N-kanava teho-MOSFET alkio, jossa on planaarinen hila ja vertikaalinen rakenne. Pistejonolla on merkitty elektronien kulkureittiä. [45]

Heikosti seostetun n^- -kerroksen, eli ajautumisalueen (*drift region*), tehtävänä on kasvattaa komponentin jännitekestoa. Tästä on kuitenkin seurauksena, että johtavan tilan jännitehäviö kasvaa. Teho-MOSFET:issä suurin osa johtavan tilan nielu-lähde-resistanssista R_{DS-on} johtuu ajautumisalueen resistanssista R_{drift} ja vain murto-osa muista osista rakennetta [20]. Pienjännitteisissä MOSFET:issa n^- -kerrosta ei ole ja yleensä kirjallisuudessa pysyvän tilan virta-jännite-yhtälöt annetaan pienjännitteiselle rakenteelle. IGBT:n sisäisen MOSFET:n voidaan myös ajatella olevan pienjännitteinen, eli nielu-lähde-jännite U_{DS} koostuu vain n -kanavan jännitehäviöstä U_{ch} . Siksi tässä esitettävät MOSFET:n käyttäytymistä kuvaavat yhtälöt eivät huomioi ajautumisalueen jännitehäviötä.

MOSFET:n pysyvän tilan virta-jännite riippuvuus johtavassa tilassa on yhtälön (1) mukainen, missä k on vakio, U_{GS} hila-lähde-jännite ja $U_{GS(th)}$ kynnysjännite [33].

$$I_D = k \left[(U_{GS} - U_{GS(th)}) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]. \quad (1)$$

Yhtälössä 1 kanavanpituusmodulaatio (*Early effect*) on oletettu pieneksi ja se pätee, kun $U_{DS} \leq (U_{GS} - U_{GS(th)})$ ja $U_{GS} \geq U_{GS(th)}$, jolloin MOSFET:n sanotaan toimivan lineaarisella toiminta-alueella (*linear-, ohmic-, triode region*). Tällöin yhtälön neliöllinen termi on pieni ja MOSFET:n virtaa kuvaa approksimaatio

$$I_D \approx k [(U_{GS} - U_{GS(th)}) U_{DS}]. \quad (2)$$

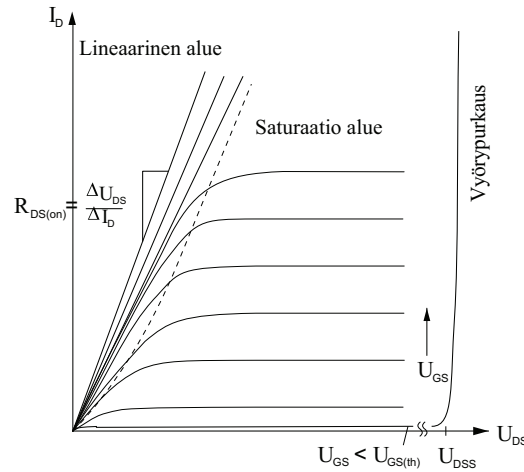
Lineaarisessa moodissa MOSFET käyttäytyy siis kuten resistanssi, jonka suuruus on kääntäen verrannollinen hilajännitteeseen. Kuvan 7 virta-jännite käyrästä tämä näkyy jyrkästi nousevana suorana, jonka kulmakerroin riippuu hilajännitteestä.

Jos I_D kasvaa niin suureksi, että n -kanavan jännitehäviö U_{DS} on samaa luokkaa kuin saturaatiojännite $(U_{GS} - U_{GS(th)})$, alkaa MOSFET:n virta kyllästyä. Tässä tilanteessa n -kanava ohenee nielu-alueen päästä siten, että se ei enää ylety koko p -alueen läpi. Tätä kanavan lyhenemistä kutsutaan nimellä *pinch-off* ja siihen liittyvää toiminta-aluetta saturaatio- tai kyllästysalueeksi (*pinch-off-, active-, saturation region*). Kanavan ohenemisen seurauksena I_D kyllästyy hilajännitteen määräämään arvoon, joka saadaan yhtälöstä (1) sijoittamalla $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$:

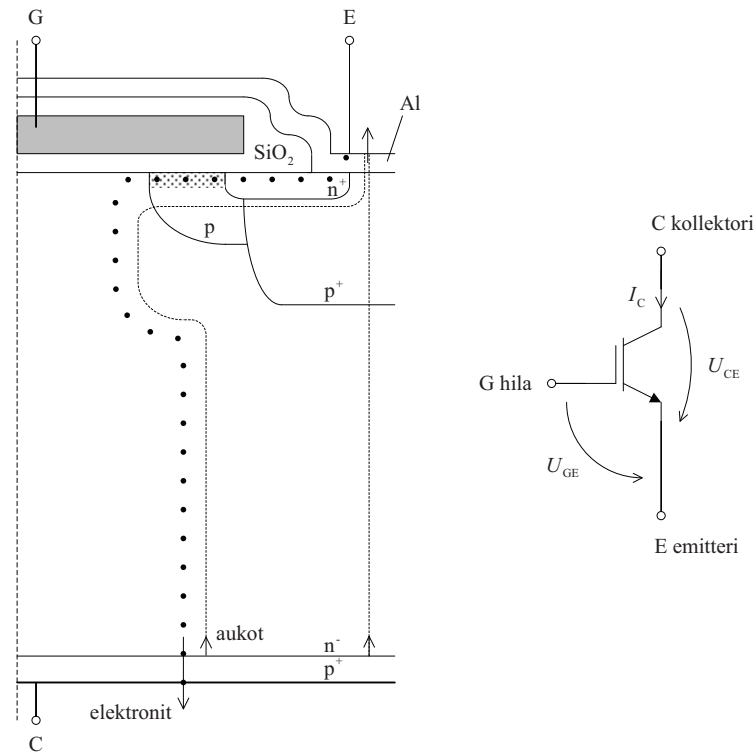
$$I_{Dsat} = \frac{k}{2} (U_{GS} - U_{GS(th)})^2. \quad (3)$$

2.2.2 IGBT:n rakenne ja toimintaperiaate

Lisäämällä MOSFET:n nielu-alueen jatkoksi kerros p^+ -seostettua puolijohdetta saadaan valmistettua kuvan 8 mukainen IGBT-rakenne. Elektronit, jotka MOSFET:n tapauksessa johtavat transistorin koko virran, aiheuttavat kollektorin p^+ -alueeseen päästyään aukkojen injektioitumisen n^- -alueeseen. Heikon seostuksen ansiosta aukkojen rekombinoituminen n^- -alueessa on hidasta, joten sen voidaan sanoa täyttyvän



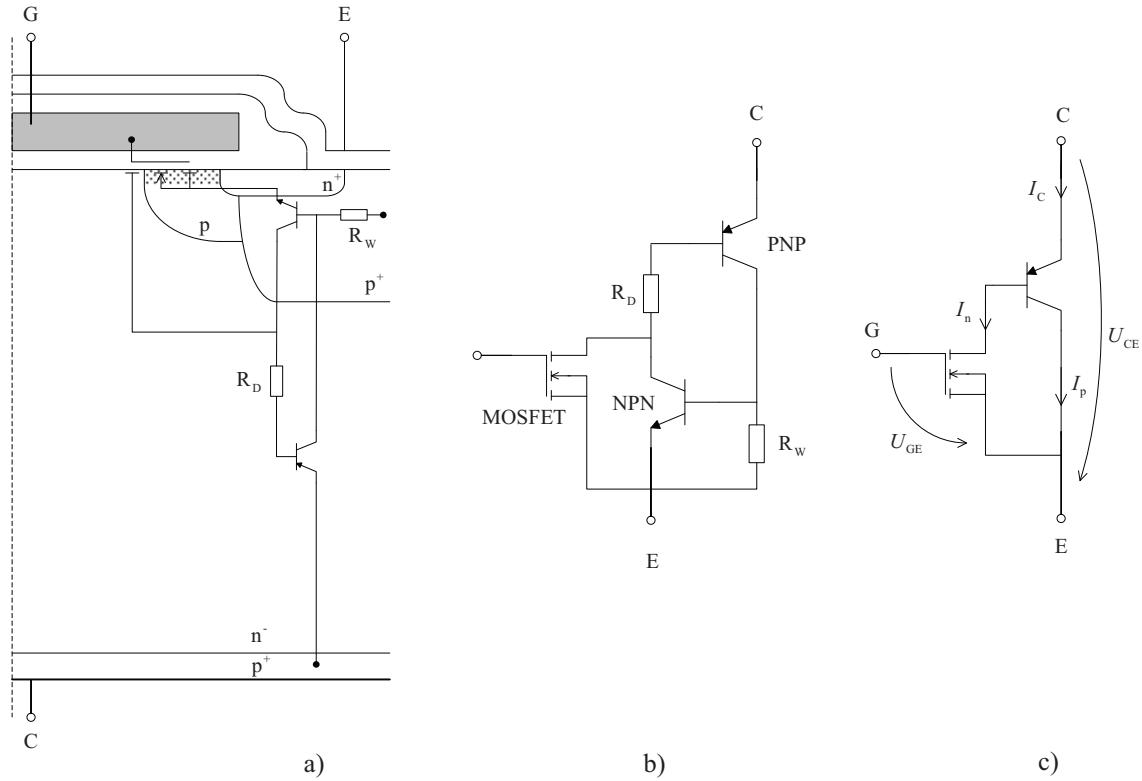
Kuva 7: Periaatteellinen MOSFET:n virta-jännite ominaiskäyrästä, josta käy ilmi eri toiminta-alueet. [45]



Kuva 8: IGBT-alkion rakenne piirrosmerkki. Rakenteen ero MOSFET:iin verrattuna on IGBT:n kollektorin p-seostettu puolijohdealue. Pistejonolla on merkitty elektronien kulureittiä ja katkoviivalla aukkovirran reittejä. [45]

aukoista. Tämä aiheuttaa voimakkaamman elektronivirran kanavan kautta varaus-tasapainon ylläpitämiseksi, jonka seurauksena n^- -alueen johtavuus kasvaa merkittävästi. Tästä syystä IGBT:n jännitehäviö on pienempi suurilla virta-arvoilla verrattuna vastaavaan MOSFET:iin. IGBT:ssä yhdistyy MOSFET:n pieni ohjaustehon tarve ja bipolaaritransistorin pieni johtotilan jännitehäviö. [45]

Kuvan 9 mukaisesti IGBT sisältää MOSFET:n ja PNP-transistorin darlington-kytkennän, jonka avulla normaalitilan toimintaa voidaan selittää. Kuvasta nähdään, että IGBT:n kollektori on itse asiassa sisäisen PNP-transistorin emitteri. MOSFET:n kanavan kautta kulkeva elektronivirta I_n vastaa PNP-transistorin kantavirtaa. Suurin osa aukoista kulkee n-kanavan alapuolelta, mutta ne voivat myös kulkeutua suoraan emitterin p-alueelle kun IGBT toimii aktiivialueella. [2, s. 816]



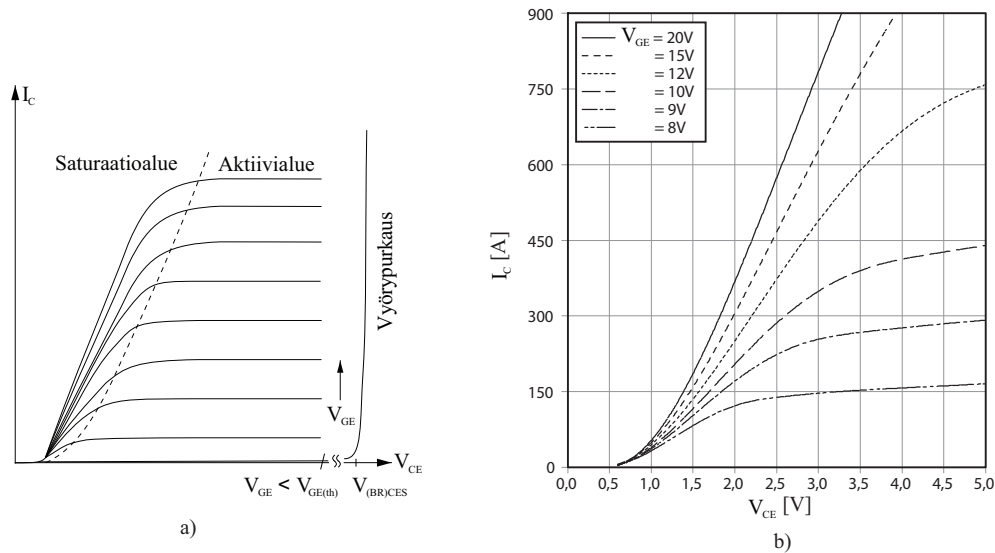
Kuva 9: a) IGBT:n sisäinen sijaiskytkentä liitettynä eri osiin rakennetta. b) Sijaiskytkentä erilleen piirrettynä. c) Yksinkertaistettu PNP/MOSFET-sijaiskytkentä. R_D kuvaa n^- -alueen resistanssia ja R_W emitterin p-substraatin vaakasuuntaista resistanssia [45].

IGBT sisältää myös parasiittisen NPN-transistorin, mutta se ei johda normaaleissa olosuhteissa ja voidaan yleensä jättää pois sijaiskytkennästä. NPN- ja PNP-transistoreista muodostuva parasiittinen tyristori syttyy, jos NPN menee johtavaan tilaan. Se edellyttää, että sijaiskytkennän vastuksessa R_W :ssä syntyy poikkeuksellisen suuri jännitehäviö normaaliin toimintaan verrattuna. Tämä pyritään estämään oikosulkemalla NPN-transistorin kanta metalloinnilla n^+ -emitteriin ja lisäämällä p-alueen johtavuutta emitterin läheisyydessä voimakkaasti seostetulla p^+ -alueella (*deep p⁺-region*). Jos parasiittinen tyristori lukittuu (*latch up*) IGBT menettää ohjattavuutensa ja pysyy johtavana kunnes virta katkeaa ulkoisen piirin toimesta, tai komponentti tuhoutuu. Planaarihilarakenteisilla IGBT:llä, kuten kuvassa 9, on lisäksi vierekkäisten IGBT alkioden (*cell*) välillä vaikuttava parasiittinen JFET (*junction field effect transistor*), joka lisää johtotilan jännitehäviötä. Kuvan 9 sijaiskytkennästä tämä JFET on kuitenkin jätetty pois. Nykyisin pienjännitesoveluksissa

suositulla pystysuoralla hilarakenteella (*trench gate* -rakenteella) parasiittinen JFET eliminoiduu.

2.2.3 IGBT:n toimintatilat ja ominaiskäyrästä

IGBT:n virta-jännite -käyrästä muistuttaa MOSFET:n vastaavaa käyrästä, mutta toimintatilojen nimitykset ovat päinvastaiset. Kuvassa 10 a) on esitetty IGBT:n kollektorivirran I_C ja kollektori-emitteri jännitteen U_{CE} välistä riippuvuutta eri hilajännitteen U_{GE} arvoilla. Alin käyrä kuvaa tilannetta, jossa U_{GE} on alle kynnysjännitteen $U_{GE(th)}$, jolloin transistorin läpi kulkee vain pieni myötäsuuntainen vuotovirta. $U_{(BR)CES}$ kuvaa sitä kollektori-emitterijännitettä, jonka ylityttyä I_C kasvaa jyrkästi hilan ollessa oikosuljettuna emitteriin. Tällöin IGBT:ssä tapahtuu vyöry- eli *avalanche*-tyyppinen purkaus.



Kuva 10: a) Periaatteellinen IGBT:n virta-jännitekäyrästä, johon on merkitty eri toimintalueet. Alin käyrä kuvaa myötäestosuuntaista toimintaa, jolloin hilajännite U_{GE} on alle kynnysjännitteen $U_{GE(th)}$ [45]. b) Nimellisarvoiltaan 450 A/1700 V IGBT-moduulin (Infineon FF450R17ME4) virta-jännite ominaiskäyrästä [41].

Saturaatio- eli kyllästysalue

IGBT:n käyttäytyminen eri toiminta-alueissa määräytyy suurelta osin sen sisäisen MOSFET:n toiminnan sanelemana. IGBT:n sijaiskytkentänä voidaan käyttää MOSFET:n ja PNP-transistorin darlington kytkentää (Kuva 9 c)), jossa elektronivirta I_n vastaa MOSFET:n kautta kulkevaa virtaa ja aukkovirta I_p PNP-transistorin kollektorivirtaa. Koska I_n on samalla PNP-transistorin kantavirta, voidaan IGBT:n kollektorivirta I_C esittää yhtälön (4) muodossa, missä PNP-transistorin yhteiskantavahvistus on $I_{C(PNP)}/I_{E(PNP)} = \alpha_{PNP}$:

$$I_{C(IGBT)} = I_{E(PNP)} = \frac{I_n}{(1 - \alpha_{PNP})}. \quad (4)$$

Sijoittamalla sisäisen MOSFET:n virran yhtälö (1), eli $I_n = I_D$ ja $U_{GS} = U_{GE}$, saadaan kollektorivirraksi

$$I_{C(IGBT)} = \frac{1}{(1 - \alpha_{PNP})} k \left[(U_{GE} - U_{GE(th)}) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]. \quad (5)$$

Jos PNP-transistorin emitteri-kantajännite on U_{PiN} , niin MOSFET-osan jännite on

$$U_{DS} = U_{CE} - U_{PiN}. \quad (6)$$

Yhtälö (5) voidaan siis kirjoittaa muodossa

$$I_{C(IGBT)} = \frac{1}{(1 - \alpha_{PNP})} k \left[(U_{GE} - U_{GE(th)}) (U_{CE} - U_{PiN}) - \frac{(U_{CE} - U_{PiN})^2}{2} \right]. \quad (7)$$

Yhtälö (7) pätee, kun $U_{DS} = U_{CE} - U_{PiN} \leq U_{GE} - U_{GE(th)}$, eli sisäinen MOSFET on lineaarisella alueella ja IGBT on siis saturaatiossa. Tällöin neliöllinen termi $(U_{CE} - U_{PiN})^2$ on pieni ja I_C :n riippuvuus U_{CE} :stä on jotakuinkin lineaarista. Toisin kuin MOSFET:n tapauksessa IGBT:n käyräparvi kuvassa 10 a) ei leikkaa akseliston origoa. Se johtuu IGBT:n p^+ ja n^- alueiden liitoksesta, johon muodostuu diodin kynnsjännitteen tyyppinen jännitehäviö. Siitä on edellä on käytetty merkintää U_{PiN} . IGBT ei siis johda, jos U_{CE} ei ylitä tätä noin 0,7 V:n kynnsjännitettä. MOSFET:n tapauksessa tämä pn-rajapinta puuttuu, eikä vastaavaa kynnsjännitettä siis ole.

Kuten kuvasta 10 a) nähdään, saturaatioalueella transistorin jännitehäviö U_{CE} on pieni, eikä se riipu voimakkaasti kollektorivirrasta. Esimerkiksi kuvan 10 b) käyrästä voidaan lukea, että virran I_C muutos 300 ampeerista 600 ampeeriin aiheuttaa vain 0,8 V kasvun U_{CE} :ssä, kun hilajännite U_{GE} on 15 V. IGBT:n ollessa saturaatiossa kollektorivirran suuruus määräytyy pääosin ulkoisen piirin vaikutuksesta. IGBT ohjataankin aina saturaatioon johtavassa tilassa, jos sitä käytetään kytkimenä, koska silloin johtohäviöt minimoituvat.

Aktiivialue

Jos IGBT:n virta kasvaa riittävän suureksi, sen sisäinen MOSFET menee saturaatio-tilaan, joka IGBT:n kannalta tarkoittaa aktiivista toiminta-aluetta (*active-, desaturation region*). IGBT:n virta aktiivialueessa saadaan kertomalla MOSFET:n saturaatiovirta (3) PNP-transistorista aiheutuvalla virtavahvistuksella, jolloin kollektorivirran yhtälöksi tulee:

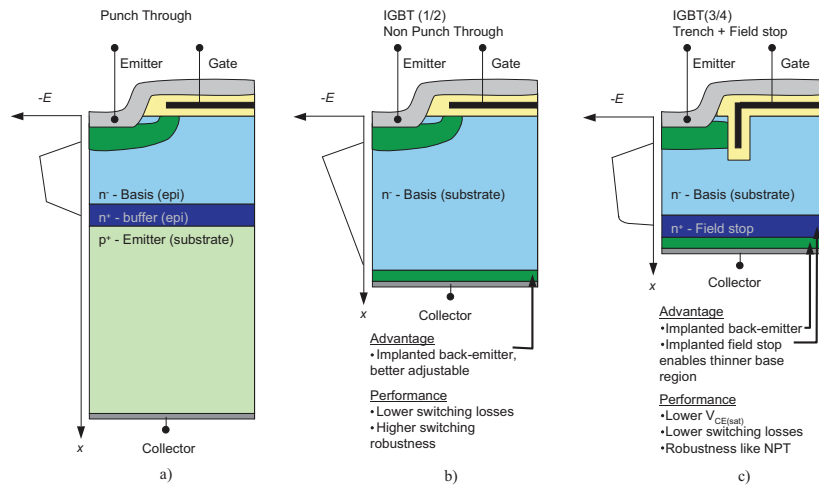
$$I_C = \frac{k}{2(1 - \alpha_{PNP})} (U_{GE} - U_{GE(th)})^2. \quad (8)$$

Käytännön kannalta tarkasteltuna, aktiivisen toiminta-alueen tunnistaa siitä, että u_{CE} on suuri samalla, kun IGBT johtaa. Näin tapahtuu esimerkiksi silloin, kun IGBT:n ohjaama kuorma oikosulkeutuu. Kollektori-emitteri -jännitteen mittausta käytetäänkin yleisesti apuna oikosulun havaitsemisessa. Kuvassa 10 a) aktiivialue näkyy siten, että kollektorivirta lakkaa kasvamasta, kun tietty hilajännitteen määrää raja ylittyy ja samalla U_{CE} kasvaa suureksi.

IGBT toimii aktiivialueessa hetkellisesti sytytyksen ja sammutuksen yhteydessä, jolloin kollektorivirta ja -jännite ovat yhtäaikaaisesti suuria. Jatkuvaa toimintaa tällä alueella ei kuitenkaan sallita, koska transistorissa syntyy silloin suuri tehohäviö. Tämän työn kannalta on olennaista, että aktiivisen toiminta-alueen olemassaolo luo fyysikaalisen perustan IGBT:n oikosulkusuojaukselle. Oikosulun sattuessa IGBT:n kollektorivirta rajoittuu viimeistään hilajännitteen määräämään arvoon, jota nykyiset IGBT:t kestävätkä tyypillisesti noin 10 μ s ajan. Tämä mahdollistaa oikosulkuvirran katkaisun, mikä voidaan tehdä ohjaamalla hilajännite hallitusti alle kynnysjännitteen.

2.3 IGBT-teknologiat

IGBT:n valmistusmenetelmiä on kehitetty aktiivisesti koko komponentin historian ajan. Valmistajien pyrkimyksenä on optimoida suorituskyky erityisesti virta-jännite toiminta-alueen, johtotilan jännitehäviön ja kytkentähäviöiden suhteen. Käytetty valmistusteknologia, eli puolijohderakenne, vaikuttaa merkittävästi komponentin käyttäytymiseen, mikä täytyy ottaa huomioon suunniteltaessa hilaohjainta ja sen suojaustoimintoja. Esimerkkinä tästä voidaan mainita IGBT:n rakenteesta riippuva herkkyyys *latch up* -ilmiölle, mikä voi vaikuttaa oikosulkusuojausten toteutukseen. Seuraavassa on esitelty lyhyesti tärkeimpiä IGBT-teknologioita.



Kuva 11: Erään komponenttivalmistajan (Infineon) eri tuotesukupolvissa käyttämiä IGBT-rakenteita. Kuviin on hahmoteltu eri rakenteille tyypilliset estotilaa vastaavat sähkökentänjakaumat $E(x)$. Muokattu lähteestä [45].

2.3.1 PT-IGBT

Ensimmäiset kaupallisesti merkittävät IGBT-komponentit olivat PT-tyyppisiä (*Punch-Trough*). Sen periaatteellinen rakenne on kuvassa 11 a). PT-IGBT:n valmistus aloitetaan paksusta p^+ -seostetusta piikiekosta (*substrate, wafer*), jonka päälle tehdään n^+ -puskurikerros ja n^- -alue epitaksiaalisesti kasvattamalla. Kyseinen valmistusmenetelmä on kallis ja hidas verrattuna toiseen piikerrosten kasvatuksessa

käytettävään diffuusiomenetelmään. Puskurikerrosta käytetään, jotta n^- -kerros voisi olla mahdollisimman ohut ja samalla saavutettaisiin riittävä jännitteenkesto. PT-IGBT:llä on tyypillisesti negatiivinen lämpötilakerroin, eli U_{CEsat} pienenee lämpötilan kasvaessa. Se voi käytännössä vaikeuttaa useiden PT-IGBT:den kytkemistä rinnan, koska eniten lämpenevä transistori alkaa johtaa enemmän virtaa, jolloin sen lämpenemä kasvaa entisestään ja tuloksena on virran kasvaminen niin suureksi, että katkaisukyky ylittyy. Eräs ratkaisu tähän on tarkasti sovitettujen komponenttien käyttö, mutta sitä pyritään yleisesti välttämään kustannussyistä. [28, 43]

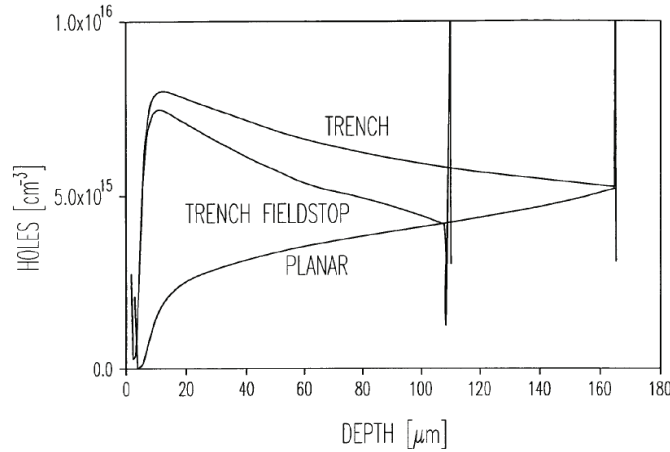
2.3.2 NPT-IGBT

NPT-rakenteisen (*Non-Punch-Trough*) IGBT:n valmistus aloitetaan n^- -seostetusta piikiekosta, johon diffusoidaan, tai ioni-istutetaan (*implantation*) kollektorin p^+ -kerros (Kuva 11 b). PT-rakenteeseen verrattuna n^- -alue on niin pitkä, että puskurikerrosta ei tarvita kentänvoimakkuutta vaimentamaan. Toisaalta tämän seurauksena johtohäviöt ovat PT-rakennetta suuremmat. NPT-IGBT:n lämpötilakerroin on tyypillisesti positiivinen suurilla virta-arvoilla, mikä helpottaa niiden kytkemistä rinnan. PT-rakenteeseen verrattuna NPT-IGBT:llä on suuremmat sammutushäviöt pidemmän häntävirran (*tail current*) takia. Häntävirta johtuu siitä, että sammutuksessa virta katkeaa lopullisesti vasta sitten, kun kaikki aukot ovat hävinneet rekombinoitumalla n^- -alueesta. NPT-rakenteessa tämä tapahtuu hitaammin kuin PT-rakenteessa. [28]

2.3.3 FS-IGBT ja trench-hilarakenne

FS-IGBT (*Field Stop IGBT*) valmistetaan n^- -piikiekosta, kuten NPT-IGBT, mutta siihen tehdään PT-IGBT:n tapaan puskurikerros. FS-IGBT rakenne on esitetty kuvassa 11 c). Riippuen komponenttivalmistajasta vastaavasta rakenteesta käytetään myös nimityksiä SPT (*Soft Punch-Trough*) ja LPT (*Light Punch-Trough*). Puskurikerroksen ansiosta n^- -kerros voi olla NPT-rakennetta ohuempi, mistä seuraa pienempi jännitehäviö johtavassa tilassa. FS-IGBT:n lämpötilakerroin on positiivinen kuten NPT-IGBT:llä.

Kuvassa 11 c) näkyy pystysuora trench-hilarakenne (*trench gate*) erotuksena kuvien 11 a) ja b) planaari-hilasta (*planar gate*). Trench-hilan avulla vierekkäisten alkoiden parasiittinen JFET saadaan eliminoidua, mikä pienentää johtavan tilan jännitehäviötä. Lisäksi tiiviimmän rakenteen ansiosta komponentin virrantiheyttä voidaan kasvattaa. Kuvan 12 mukaisesti trench-hilalla varustetuissa IGBT-alkioissa vapaiden varauksenkuljettajien (*excess carrier*) konsentraatio on suurempi ajautumisalueella, mistä aiheutuu suurempi johtavuus, kuin planaarisella hilarakenteella voidaan saavuttaa. Suuremmasta varauksenkonsentraatiosta johtuen trench-IGBT:n sammutus eroaa jonkin verran planaari-hilalla varustetuista IGBT:stä, mikä on huomiotava ohjausta suunniteltaessa [13]. Kuvassa 11 c) näkyvässä Trench-FS-IGBT:ssä yhdistyy pystysuoran hilan ja puskurikerroksen tuomat edut, minkä johdosta tämän tyyppinen IGBT rakenne on suosittu varsinkin pienjännitteisissä sovelluksissa. [43]



Kuva 12: Varauksenkuljettajien konsentraatioita ajautumisalueella eri IGBT rakenteilla [43]. Kuvassa emitteri vasemmalla ja kollektori oikealla. Suuremman varauuskonsentraation takia trench-hilarakenteisen IGBT:n johtavuus on parempi kuin planaari-hila IGBT:llä.

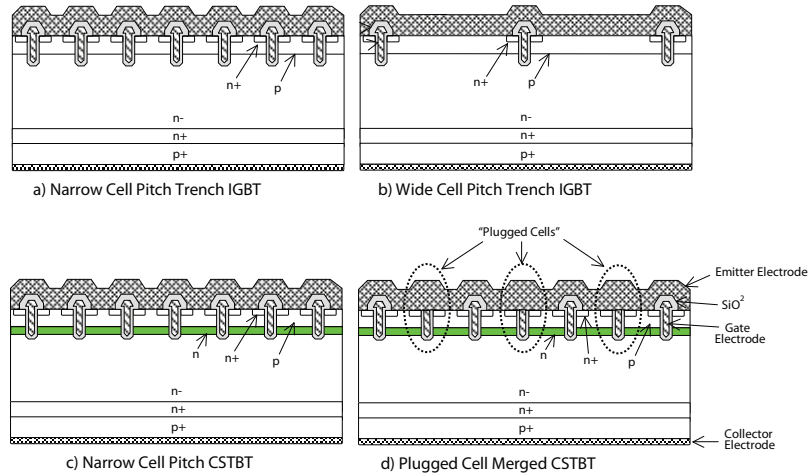
2.3.4 CSTBT

CSTBT-rakenne (*Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor*) on kehitetty trench-IGBT:stä lisäämällä p-kanta-alueen ja ajautumisalueen väliin n-tyyppinen puskurikerros (*Carrier Storage layer*). Sen ansiosta varauuskonsentraatiota saadaan kasvatettua ajautumisalueen emitterin puoleisessa päässä tehokkaammin, kuin pelkällä trench-rakenteella ja transistorin johtavuutta saadaan kasvatettua [39]. CS-kerrosta hyödyntävän transistorin kollektoripuoli voidaan toteuttaa esimerkiksi PT- tai FS-rakenteella. Kuvassa 13 on vertailun vuoksi tavallisia trench-IGBT rakenteita (a ja b), sekä CSTBT-rakenteita (c ja d). Tiheä hilajako (*narrow cell pitch*) parantaa IGBT:n MOSFET-osan johtavuutta, mutta sen haittapuolena on, että transistorin oikosulkukesto huononee. Tämä johtuu siitä, että MOSFET-osan virta satureituu vasta hyvin suurella kollektorivirralla, joka voi olla esimerkiksi 10-kertainen nimellisvirtaan verrattuna. Harventamalla hilajakoa, tai oikosulkemalla osa hilaelektrodeista emitterimetallointiin (*plugged cell*), voidaan MOSFET-osan saturaatiiovirtaa pienentää ja siten rajoittaa komponentin oikosulkuvirta pienemmäksi. [20, 24, 46]

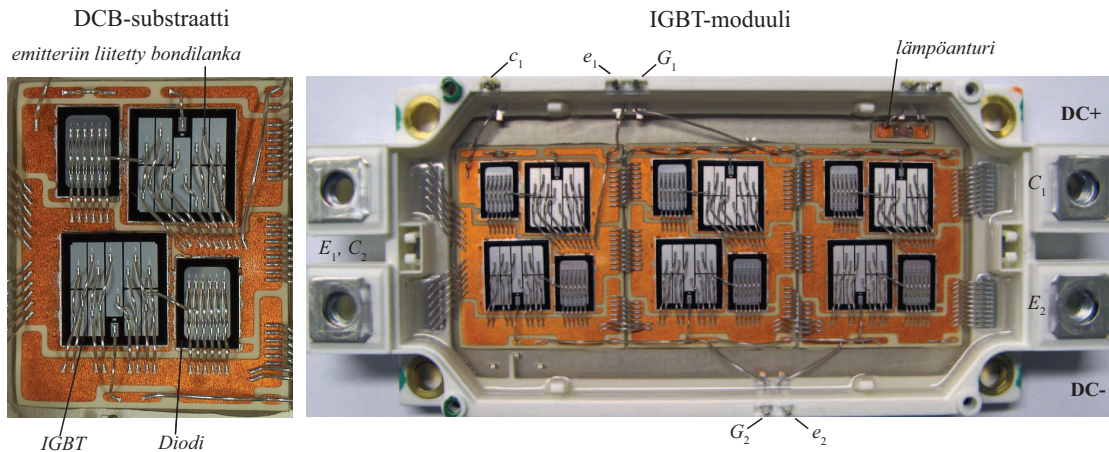
2.4 Tehomoduulit

IGBT-komponentteja (*die, chip*) voidaan asentaa tehomoduuliksi kutsutun kotelon sisälle, mihin niitä voidaan kiinnittää useita kappaleita rinnan virtakestoisuuden lisäämiseksi. Samaan koteloon liitetään myös rinnakkaisdiodeit mahdollisimman lähelle IGBT:tä. Tehomoduulin perustana käytetään keraamista substraattia, eli alustaa, joka toimii hyvänä sähköisenä eristeenä ja lämmönjohteena. Tavallisia substraateissa käytettäviä materiaaleja ovat alumiinioksidi (Al_2O_3), alumiininitridi (AlN) ja piinitridi (Si_3N_4), joista ensin mainittu on edullisuutensa takia yleisin.

Puolijohdekomponenttien liittämistä varten keraaminen substraatti päällystetään kuparifoliolla. DCB-menetelmässä (*Direct Copper Bonding*) kuparifolion pinta oksidoidaan ja puristetaan Al_2O_3 , tai AlN substraattiin, jolloin se kiinnittyy lujas-



Kuva 13: Erilaisia Trench-FS-IGBT ja CSTBT rakenteita. Oikosulkukestoa voidaan parantaa harventamalla hilatiheyttä (b), tai oikosulkemalla osa hilaelektrodeista emitterimetallointiin (d). CSTBT-rakenteessa (c ja d) on ylimääräinen n-tyyppin kerros, joka lisää varauksenkuljettajien määrää emitterin lähellä ja pienentää johtavan tilan jännitehäviötä. Muokattu lähteestä [46]



Kuva 14: Vasemmalla lähikuva kalustetusta DCB-substraatista. Oikealla puolisisältä IGBT-moduuli (EconoDUAL3, Infineon), joka sisältää kolmen DCB-substraatin rinnankytkennän.

ti kuumennettaessa. Vaihtoehtoisessa AMB-menetelmässä (*Active Metal Brazing*) hyödynnetään erikoisjuotetta, joka mahdollistaa suoran liitoksen keraamiseen substraattiin. AMB-menetelmällä saadaan lujempi liitos AlN-substraattiin ja sitä voidaan käyttää myös Si_3N_4 materiaalin kanssa. [26]

Kuparipinnoituksen jälkeen substraatti kuvioidaan, eli osa kuparialueista poistetaan. Puolijohdekomponentit liitetään kuparifolioon juottamalla, tai sintraamalla ja niiden yläpuoliset sähköiset liitokset tehdään alumiini-, tai kupariliitoslangoilla (*bonding wire*). Näistä toistaiseksi yleisemmän alumiinilangan liittäminen tehdään tyypillisesti ultraäänimenetelmällä. Substraattien väliset kytkennät voidaan tehdä langoilla, kuten kuvassa 14, tai metallinauhoilla. Päävirtaliittimet liitetään, joko

suoraan juottamalla tai liitoslangoilla substraatteihin. Lisäksi on olemassa jousivoimaan perustuvia päävirtaliitoksia. Lankaliitoksia isokokoisemmissakin liitoksissa on yleistymässä ultraäänihitsaus, joka tuottaa juoteliitokseen verrattuna kestävämmän liitoksen [43].

Aivan pienitehoisimpia moduuleita lukuunottamatta substraatit juotetaan kiinni metalliseen pohjalevyyn, joka on tavallisesti kuparia. Riittävän jännitekeston saavuttamiseksi moduulin sisus peitetään silikonigeelillä. Vaihtoehtoisesti pienitehoisia moduuleita voidaan valaa myös erilliskomponenteissa yleisesti käytettävän kovan epoksipohjaisen materiaalin (*moulding compound*) sisään. Tehomodiuulin ulkokuori on muovia, jonka täytyy täyttää tuotteelta vaaditut sähköiset ja termiset vaatimukset. Muita vaatimuksia muovimateriaaleille ovat muun muassa tiettyjen standardien vaatimat palonesto-ominaisuudet ja RoHS-direktiivin vaatimus siitä, että tuote ei saa sisältää halogeeneja, tai antimoniatrioksia. [43]

Kotelon ulkopuolelle tulevat päävirtaliittimet, joissa on kierteet pulttiliitosta varten, sekä pienivirtaiset ohjausliittimet. Jälkimmäisiin kuuluu hilaliittimien lisäksi apuemitteri ja -kollektoriliittimet. Tehomodiuulin päälle asennetaan usein jonkinlainen piirikortti, joka mahdollistaa kytkennät ohjauspiiriin. Piirilevy voidaan liittää ohjausliittimiin juotos-, puristus-, tai jousiliitoksella. Joissakin IGBT-moduuleissa liitanta ohjausliittimiin tehdään lyhyillä holkkiliittimillä varustetuilla johtimilla.

2.4.1 Tehomodiuulin hajasuureet

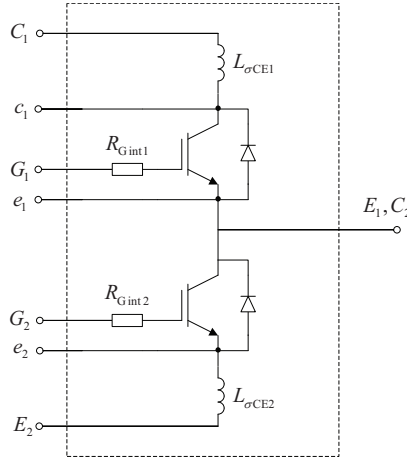
IGBT-moduulin toiminnan kannalta tärkeimmät hajasuureet ovat sen päävirtapiirin induktanssit, jotka aiheutuvat moduulin sisäisestä geometriasta. Suoran virtajohtimen itseinduktanssille pätee nyrkkisääntö $L_{\text{par}} \approx 10 \text{ nH/cm}$ [24]. Hajainduktanssit lisäävät moduulin sisällä olevaan puolijohdekomponenttiin kohdistuvaa jänniterasitusta, kun IGBT sammutetaan. Jos nimittäin moduulin teholiittimistä mitattu kollektori-emitterijännite on $u_{\text{CE-term}}$ ja liittimien välinen hajainduktanssi $L_{\sigma\text{CE}}$, niin IGBT-komponenttiin kohdistuva jännite on

$$u_{\text{CE-chip}} = u_{\text{CE-term}} - L_{\sigma\text{CE}} \cdot \frac{di_{\text{C}}}{dt}. \quad (9)$$

Sammutustilanteessa $\frac{di_{\text{C}}}{dt}$ on negatiivinen, joten yllä olevan yhtälön mukaisesti hajainduktansseihin indusoituva jännite lisää moduulin sisällä olevan IGBT-komponentin jänniterasitusta. Tehomodiuulien suunnittelussa hajainduktanssit pyritäänkin minimoimaan, jotta virta-jännite toiminta-alue saataisiin mahdollisimman laajaksi.

Kuvassa 15 on yksinkertaistettu puolisolitykytety IGBT-moduulin malli, jossa induktansseihin $L_{\sigma\text{CE1}}$ ja $L_{\sigma\text{CE2}}$ on yhdistetty kaikki moduulin päävirtapiirin hajainduktanssit. Valmistaja saattaa ilmoittaa IGBT-moduulille hajainduktanssiarvon, joka on mitattu kollektori- ja emitteri teholiittimen väliltä. Esimerkiksi kuvassa 14 olevalle moduulille valmistaja antaa arvon $L_{\sigma\text{CE}} = 20 \text{ nH}$, sekä samaan virtatiehen liittyvän resistanssin $R_{\text{CC'-EE'}}$ = 1,10 mΩ. Eräs kokeellinen menetelmä puolisolitymoduulin pääpiirin hajainduktanssin määrittämiseen on esitetty lähteessä [43]. Menetelmä perustuu sisäisen hajainduktanssin aiheuttaman jännitehäviön

epäsuoraan mittaamiseen rinnakkaisdioidien sammutuksen yhteydessä. Hajasuureita voidaan mallintaa myös moduulin geometriasta numeerisesti tätä tarkoitusta varten olevien tietokoneohjelmistojen avulla.



Kuva 15: Yksinkertainen puolisiirtamoduulin malli, joka sisältää kaksi pääpiirin parasiittista induktanssia ja IGBT-komponenttien sisäisen hilavastuksen.

Kuvasta 15 poiketen todellisuudessa tehomoduli sisältää monimutkaisen induktiivisen, resistiivisen ja kapasitiivisen hajasuureiden verkon. Riippuu tarkastelun kohteena olevasta asiasta mitkä epäideaalisuudet on pyrittävä ottamaan huomioon esimerkiksi simuloinneissa. Tässä työssä tutkittavan kytkennän kannalta on tärkeää saada selville apuemitterin ja tehoemitterin välillä vaikuttavan induktanssin $L_{\sigma eE}$ ja resistanssin $R_{\sigma eE}$ suuruudet, koska niitä hyödynnetään transistorin virranmittauksessa. Arviot näille suureille saatiin kokeellisella menetelmällä, jota kuvataan tarkemmin kohdassa 5.3.

Jos kysymyksessä on moduuli, jossa on IGBT-komponenttien rinnankytkentöjä, vaikuttavat hajasuureet moduulin sisäiseen virranjakoon. Yksinkertaistaen voidaan sanoa, että hajainduktanssit määräävät moduulin sisäisen virranjaon dynaamisessa tilanteessa. Staattiseen virranjakoon vaikuttavat enemmän liitosmateriaaleista johtuvat resistanssit, puolijohdekomponenttien johtavan tilan jännitehäviöt U_{CEsat} ja U_F , sekä lämpötilaerot rinnan kytkettyjen komponenttien kesken.

3 IGBT:n ohjaus

Kuten edellä on todettu, IGBT:n ohjaus perustuu hilajännitteen u_{GE} muuttamiseen. Koska hilaalektrodi on eristetty oksidikerroksella muista IGBT:n osista, hila näkyy sitä ohjaavan piirin kannalta kapasitanssina, jonka kautta kulkee vain hyvin pieni vuotovirta pysyvässä tilassa. Kytkenkäytössä hilajännitteen muutokset ovat kuitenkin askelmaisia, joten hilavirta saattaa olla verraten suuri hetkellisesti hilajännitteen muutostilanteissa.

IGBT alkaa johtaa, kun sen tulokapasitanssiin varataan niin suuri varaus, että u_{GE} ylittää kynnysjännitteen $U_{GE(th)}$. Tyypillisesti johtavan tilan hilajännitteenä U_{GEon} käytetään noin +15 V jännitettä. Mitä suurempi U_{GEon} , sitä pienempi kyllästysjännite U_{CEsat} ja siten pienemmät johtohäviöt. Toisaalta suuri johtavan tilan hilajännite kasvattaa transistorin oikosulkuvirtaa, joka määräytyy aktiivialueen toimintaa kuvaavan yhtälön 8 mukaan. Sammutusjännite U_{GEOff} on yleensä välillä $-15 \dots 0$ V. Suurin sallittu hilajännite määräytyy hilalektrodia eristävän oksidikerroksen jännitekestoisuudesta ja se on suuruudeltaan noin ± 20 V.

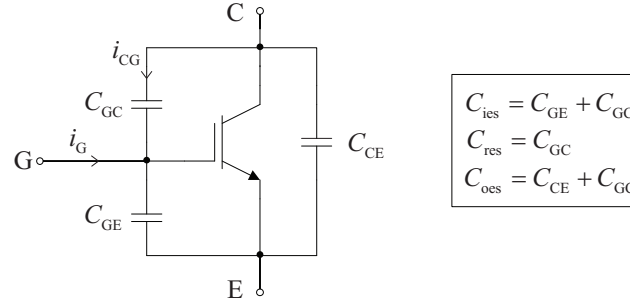
IGBT:n sisäisestä rakenteesta aiheutuvat sisäiset kapasitanssit C_{GE} , C_{GC} ja C_{CE} on esitetty kuvassa 16. Niistä erityisesti hila- ja kollektorin välinen kapasitanssi C_{GC} , jota kutsutaan myös Miller-kapasitanssiksi, vaikuttaa merkittävästi IGBT:n käyttäytymiseen kytkentätilanteissa. C_{GC} koostuu pääasiassa hilaoksidikerroksen sähköstaattisesta kapasitanssista C_{ox} ja sen kanssa sarjassa olevasta tyhjennysaluekapasitanssista C_{depl} . Näistä jälkimmäinen riippuu epälineaarisesti kollektori-emitterijännitteestä siten, että u_{CE} :n kasvaessa C_{depl} pienenee. Kun IGBT on saturaatioalueella, u_{CE} on pieni ja $C_{GC} \approx C_{ox}$. Aktiivialueella ja transistorin ollessa estotilassa u_{CE} on suuri, jolloin $C_{depl} \ll C_{ox}$ ja $C_{GC} \approx C_{depl}$. Miller-kapasitanssin kautta kulkeva virta,

$$i_{CG} = \left(C_{GC} + u_{CG} \cdot \frac{dC_{GC}}{du_{CG}} \right) \frac{du_{CG}}{dt}, \quad (10)$$

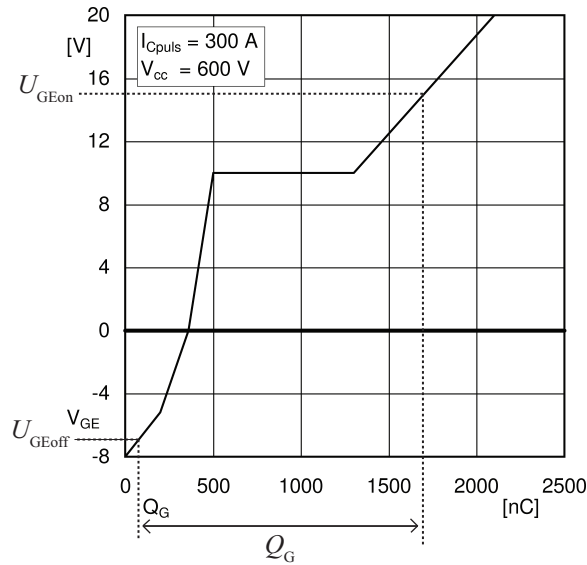
on merkittävä u_{CE} :n muutostilanteissa, koska hilajännitteen pysyessä vakiona $\frac{du_{CG}}{dt} = \frac{du_{CE}}{dt}$. Vakiojännitteellä tapahtuvassa hilaohjauksessa tämä kapasitiivinen takaisinkytkentä aiheuttaa hilajännitteeseen niin sanotut Miller-tasanteet (*Miller plateau*) sytytyksen ja sammutuksen yhteydessä.[20]

Fysikaalisten kapasitanssien sijasta valmistajat ilmoittavat yleensä transistorin piensignaalisajskytkentää vastaavat parametrit, jotka ovat tulokapasitanssi $C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$, siirtokapasitanssi (*reverse transfer capacitance*) $C_{res} = C_{GC}$ ja lähtökapasitanssi $C_{oes} = C_{GC} + C_{CE}$. Piensignaalikapasitanssien mittaamenetelmät on määriteltä IGBT-komponentteja koskevassa standardissa IEC 60747-9 [7].

Koska IGBT:n sisäiset kapasitanssit ovat epälineaarisia, ilmoittaa valmistaja usein hilavarauksen Q_G , joka tarvitaan hilajännitteen muuttamiseen tietystä sammutusjännitteestä U_{GEOff} sytytysjännitteeseen U_{GEon} . Hilajännite voidaan myös esittää varauksen Q_G funktiona kuvan 17 mukaisesti. Tällöin tiettyyn u_{GE} :n muutokseen tarvittava varaus voidaan lukea kuvaajasta. Hilavarauksen, kytkentätaajuuden sekä sytytys- ja sammutusjännitteiden avulla voidaan laskea hilaohjaukseen kuluva keskimääräinen teho.



Kuva 16: Vasemmalla IGBT:n sisäiset kapasitanssit ja oikealla piensignaaliparametrit, jotka ilmoitetaan yleensä datalehdissä.



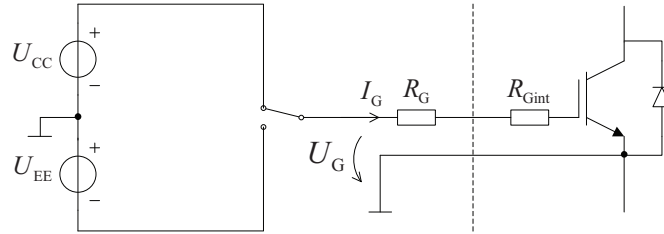
Kuva 17: Erään IGBT-moduulin datalehdessä löytyvä kuvaaja, jossa hilajännite on piirretty hilavarausten funktiona tietyssä toimintapisteessä. Tiettyyn u_{GE} :n muutokseen tarvittava varaus Q_G voidaan lukea vaakakselilta. [35]

3.1 Jännitelähde-hilaohjain

Yleisin hilaohjaustapa perustuu siihen, että hilalle kytketään vuorotellen vakiona pysyvä sytytys-, tai sammutusjännite hilavastuksen kautta. Tätä on havainnollistettu kuvassa 18. Etenkin isotehoisissa sovelluksissa on tavallista, että IGBT:n sammutukseen käytetään negatiivista jännitettä $U_{Goff} \approx U_{EE} = -15 \dots 0$ V, jotta kapasitanssista C_{GC} , tai emitterin hajainduktansseista johtuvaa parasiittista syttymistä ei tapahtuisi. Negatiivisen sammutusjännitteen avulla varmistetaan, että hilajännite ei ylitä transistorin kynnysjännitettä vaikka siinä olisikin pieniä häiriöpiikkejä.

Käytännössä kuvan 18 ideaalinen vaihtokytkin, eli hilaohjaimen pääteaste, toteutetaan transistoreilla. Tässä työssä tutkittavassa kytkennässä, joka esitetään myöhemmin, käytetään bipolaarisista transistoreista koostuvaa push-pull kytkentää, joka toimii virtavahvistimena sitä edeltävälle ohjauspiirille. Tällaisen emitteriseuraajan etuna on, että IGBT:n ohjausjännitettä U_G voidaan säätää portaattomasti apu-

jännitteiden U_{CC} ja U_{EE} välillä. MOSFET-päätteasteella tämä ei olisi mahdollista, koska tähän tarkoitukseen sopivat MOSFET:it on tarkoitettu käytettäväksi lineaarisella alueella, eli kytkiminä.



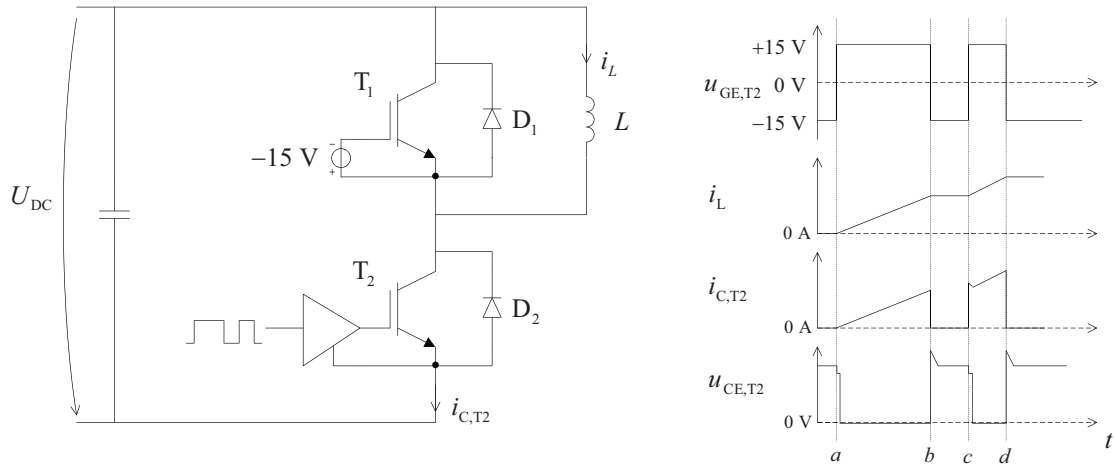
Kuva 18: Jännitelähde-hilaohjaimessa ohjausjännite U_G muodostetaan vakiona pysyvistä apujännitteistä U_{CC} ja U_{EE} .

3.2 Käyttäytyminen kytkentätilanteissa

Transistorin kytkentäominaisuuksien tutkimiseen voidaan käyttää niin sanottua kaksoispulssikoetta. Sen avulla saadaan esimerkiksi määritettyä sytytyksessä ja sammutuksessa syntyvien kytkentähäviöiden suuruus, mikä on hyödyllistä tietää tehoastetta suunniteltaessa. Kaksoispulssikokeessa käytettävä kytkentä ja toimintaperiaatetta havainnollistavat käyrämuodot on esitetty kuvassa 19. Ensimmäisen positiivisen hilajännitepulssin aikana, välillä $a \dots b$, kuormainduktanssin virta kasvatetaan johonkin haluttuun arvoon. Virta kulkee tällöin transistorin T_2 läpi. Hetkellä b transistori sammutetaan, jolloin $i_{C,T2}$ ja u_{CE} käyrästä voidaan laskea transistorin sammutuksesta aiheutuva häviöenergia kyseisessä toimintapisteessä. Transistorin sammutuksessa kuormavirta kommutoituu kulkemaan vastakkaisen haaran diodin kautta. Jos induktiivisen kuorman aikavakio on suuri verrattuna siihen aikaan, jonka kuluessa transistori on johtamattomana, kuormavirta pysyy tuona aikana jokseenkin vakiona. Hetkellä c transistori sytytetään uudelleen, jolloin saadaan määritettyä sillä hetkellä kulkevaa kuormavirtaa vastaava kytkentähäviö sytytyksessä. Testi päättyy sammutukseen hetkellä d .

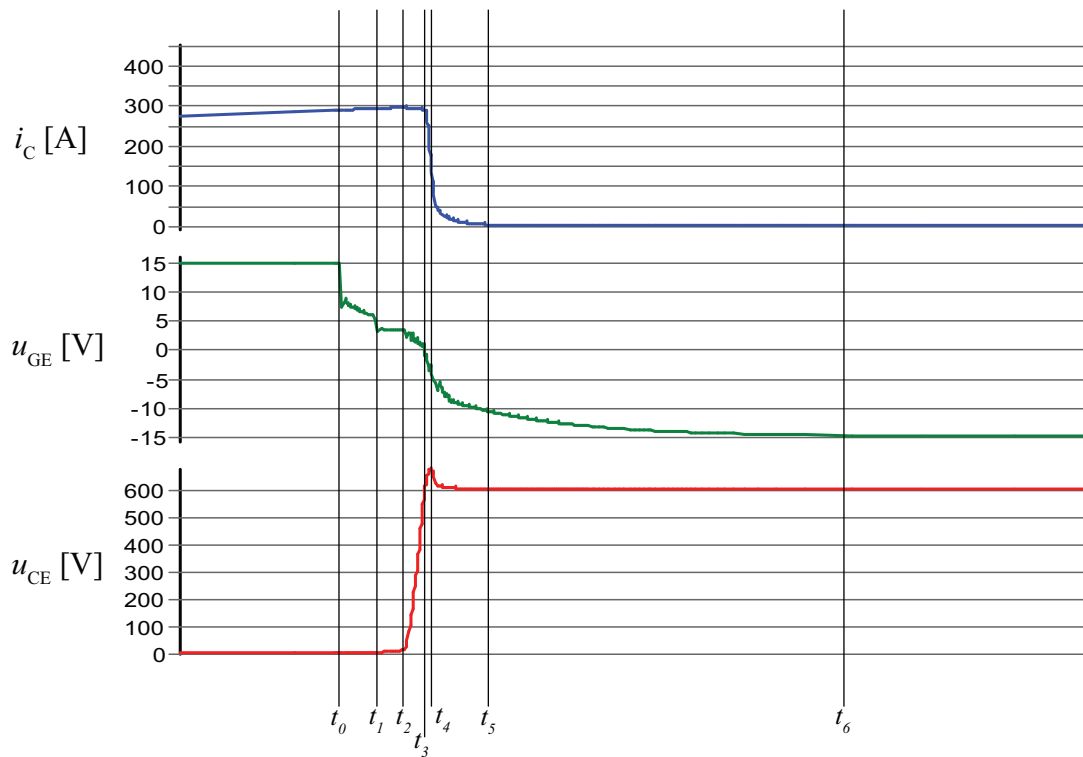
Kuvissa 20 ja 21 on piirisimulaattorilla simuloituja kaksoispulssikokeen käyrämuotoja, jotka on saatu käyttämällä komponenttivalmistajan fysikaalisia IGBT- ja diodi-malleja. Simuloinnissa on hyödynnetty myös tehomodulin hajasuureita kuvaavaa kotelomallia. Kuvissa on esitetty IGBT-moduulin ulkoterminaaleissa vaikuttavat jännitteet u_{GE} ja u_{CE} , sekä kollektorivirta i_C . Kuvan 20 tapauksessa sammutus aloitetaan hetkellä t_0 , jolloin kollektorivirta on kasvanut lähelle nimellisarvoa. Ohjausjännite muutetaan hetkellä t_0 askelmaisesti +15 voltista -15 volttiin. Hilaa ohjataan ulkoisen hilavastuksen R_G kautta. Sen lisäksi IGBT-komponentit sisältävät sisäisen hilavastuksen R_{Gint} , joten moduulin ulkoterminaaleista mitattu jännite ei ole tarkalleen sama kuin todellinen hilajännite. Se saataisiin tarvittaessa laskettua epäsuorasti hilavirran ja sisäisen vastusarvon avulla.

Seuraavissa kohdissa selitetään, mitä IGBT:n sammutuksen ja sytytyksen eri vaiheissa tapahtuu. Koska todellisessa kaksoispulssikokeessa tiettyä kuormavirtaa vas-



Kuva 19: Kaksoispulssikokeessa käytettävä kytkentä ja periaatteelliset käyrämuodot. Ylähaaran transistori T_1 on koko testin ajan sammutettuna. Tutkittava transistori on tässä tapauksessa alahaaran T_2 .

taava sammutus edeltää sytytystä, esitetään seuraavat simulointitulokset samassa järjestyksessä.



Kuva 20: Simuloitu sammutus induktiivisella kuormalla.

3.2.1 Sammutus (kuva 20)

$t_0 \dots t_1$: Transistori siirtyy saturaatiosta aktiivialueen rajalle. Hilajännite pienenee kunnes se saavuttaa kollektorivirtaa vastaavan Miller-jännitteen.

$t_1 \dots t_2$: Jännite u_{CE} kasvaa aluksi hitaasti, koska C_{GC} on suuri sen voimakkaan jänniteriippuvuuden takia. Kollektorijännitteen kasvu aiheuttaa yhtälön (10) mukaisesti virran, joka kulkee C_{GC} :n kautta kollektorilta hilalle. Tämä pitää hilajännitteen vakiona, vaikka hilaohjaimen negatiivinen virta purkaa tulokapasitanssin varausta. Hilajännitteen ollessa vakio kapasitanssin C_{GE} kautta ei kulje virtaa, joten käytännössä koko hilavirta kulkee C_{GC} :n kautta.

$t_2 \dots t_3$: C_{GC} pienenee, koska u_{CE} :n tulee suuremmaksi kuin u_{GE} . Siksi u_{CE} alkaa kasvaa nopeammin.

$t_3 \dots t_4$: u_{CE} saavuttaa hetkellä t_3 jännitteen U_{DC} , jolloin i_C alkaa pienentyä virran kommutoituessa vastakkaisen haaran diodille. Transistorin virta pienenee aluksi nopeasti, kun elektronit poistuvat ajautumisalueelta. Elektronien liikkuvuus on aukkoja huomattavasti suurempi, joten lopulta ajautumisalueeseen jää vain aukkoja. Hetkellä t_4 kollektorijännitteessä näkyy DC-piirin hajainduktanssista $L_{\sigma DC}$ johtuva jännitepiikki, jonka suuruus on $L_{\sigma DC} \cdot \frac{di_C}{dt}$.

$t_4 \dots t_5$: Tämän ajan kuluessa loput aukoista koostuvat varauksenkuljettajat poistuvat ajautumisalueelta rekombinoitumalla. Tätä vastaavaa virtaa kutsutaan häntävirraksi ja se lisää kytkentähäviöitä sammutustilanteessa.

t_6 : Hilajännite saavuttaa lopulta pysyvän tilan arvon -15 V.

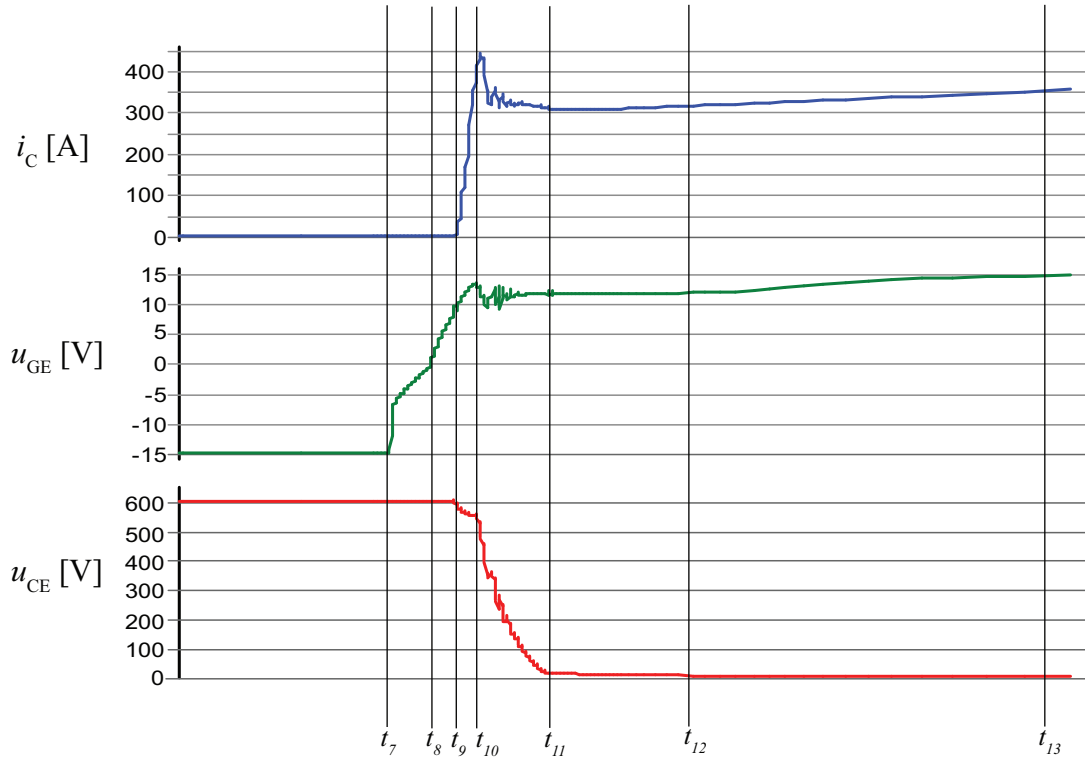
3.2.2 Sytytys (kuva 21)

$t_7 \dots t_8$: Ohjausjännite muuttuu askelmaisesti -15 voltista +15 volttiin. Tulokapasitanssi on pieni kun hilajännite on negatiivinen ja u_{CE} suuri. Kollektorivirrassa tai -jännitteessä ei tapahdu muutoksia ennen kuin kynnysjännite ylittyy.

$t_8 \dots t_9$: Tulokapasitanssi pienenee tietyllä negatiivisella hilajännitteellä, joten hilajännite alkaa kasvaa nopeammin. Hetkellä t_9 hilajännite saavuttaa kynnysjännitteen U_{GEth} , jolloin transistori alkaa johtaa.

$t_9 \dots t_{10}$: Virta i_C alkaa kasvaa tulokapasitanssin, hilavastuksen ja transistorin transkonduktanssin määrämällä nopeudella. Jännitteessä u_{CE} näkyy lovi, joka johtuu koko virtareitin hajainduktanssiin indusoituvasta jännitteestä $L_{\sigma DC} \cdot di_C/dt$. Vastakkaisen haaran diodi johtaa tässä vaiheessa edelleen. Hetkellä t_{10} kollektorivirta on yhtä suuri, kuin kuormavirran ja vastakkaisen haaran diodin takavirtapiikin summa. Hilajännitteessä näkyy tätä virtaa vastaava piikki.

$t_{10} \dots t_{11}$: Diodin takavirta vaimenee ja kollektorivirta tulee lopulta kuormavirran suuruiseksi. Samaan aikaan u_{CE} pienenee nopeasti, mikä aiheuttaa virran kapasitanssin C_{GC} kautta hilalta kollektorille. Tämä purkaa hilavarausta samalla nopeudella, kuin hilavirta pyrkii sitä varaamaan. Hilajännite pysyy siis kollektorivirran



Kuva 21: Simuloitu sytytys induktiivisella kuormalla.

määräämässä tasossa, eli Miller-tasanteella. Hetkellä t_{11} kollektorijännite on pienentynyt lähelle hilajännitteen tasoa ja diodin takavirta on vaimentunut täydellisesti.

$t_{11} \dots t_{12}$: Jänniteriippuvuutensa takia kapasitanssi C_{GC} alkaa kasvaa voimakkaasti, jolloin kollektorijännitteen muutosnopeus pienenee huomattavasti. Hilajännitteen tasanne jatkuu hetkeen t_{12} asti, jolloin u_{CE} saavuttaa saturaatiojännitteen U_{CEsat} , eikä se enää muutu.

$t_{12} \dots t_{13}$: Koska kollektorijännite ei enää muutu, osa hilavirrasta alkaa varata myös kapasitanssia C_{GE} . Lopulta hilajännite saavuttaa pysyvän tilan arvon U_{GEon} .

3.3 Huomioita IGBT:n dynaamisesta käyttäytymisestä

IGBT:n kytkentähetkillä esiintyvät muutosnopeudet $\frac{di_C}{dt}$ ja $\frac{du_{CE}}{dt}$ vaikuttavat merkittävästi tehoasteen suorituskykyyn. Niiden mitoituksella voidaan vaikuttaa esimerkiksi kytkentähäviöihin, transistorin jänniterasitukseen, rinnakkaisdioiden toimintaan ja syntyviin sähkömagneettisiin häiriöihin (EMI, *electromagnetic interference*). Oikosulkusuojausten kannalta IGBT:n sammutus on erityisen tärkeä, koska liian suuresta $\frac{di_C}{dt}$:stä oikosulkuvirran katkaisun yhteydessä voi aiheutua komponentin jännitekeston ylitys. Oikosulkusuojausta suunniteltaessa siis kiinnostaa tietää, mitkä tekijät vaikuttavat kollektorivirran muutosnopeuteen sammutuksessa. Seuraavassa selitetään lyhyesti miten IGBT:n dynaaminen käyttäytyminen määräytyy induktiivisella kuormalla, kun hilaa ohjataan jännitelähteellä hilavastuksen kautta.

3.3.1 Kollektorivirran muutosnopeus di_C/dt

Ensiksikin on hyödyllistä huomata kuvista 20 ja 21, että kollektorivirran ja kollektori-emitteri-jännitteen muutokset tapahtuvat eri aikaan. Sytytyksessä i_C kasvaa ensin kuormavirran ja vastakkaisen haaran diodin takavirtapiikin summaa vastaavaan arvoon. Vasta i_C :n saavutettua huippuarvon u_{CE} alkaa pienentyä. Sammutuksessa järjestys on päinvastainen, eli u_{CE} :n pitää kasvaa ensin yhtä suureksi kuin U_{DC} , jonka jälkeen kuormavirta voi siirtyä transistorilta vastakkaisen haaran diodille.

Virran i_C muutos tapahtuu kytkentätilanteissa IGBT:n ollessa aktiivialueella, jolloin yhtälö (8) on voimassa. Tällä toiminta-alueella hilavirta kasvattaa tai pienentää lähinnä kapasitanssin C_{GE} varausta. Kollektorivirran muutosnopeus on siis hilavirran funktiona

$$\frac{di_C}{dt} \approx \frac{g_m}{C_{GE}} i_G, \quad (11)$$

missä IGBT:n transkonduktanssi $g_m = \frac{\partial i_C}{\partial u_{GE}}$ riippuu toimintapisteestä ja lämpötilasta kuvan 22 mukaisesti. Kapasitanssi C_{GE} on jokseenkin vakio koko IGBT:n toiminta-alueella. Vakio-ohjausjännitteeseen perustuvassa hilaohjauksessa i_G saadaan jakamalla hilavastuksen yli vaikuttava efektiivinen ohjausjännite u_{RG} hilavastuksella

$$i_G = \frac{u_{RG}}{R_G} = \frac{U_{Gon/off} - u_{GE}(i_C)}{R_G}. \quad (12)$$

Yllä olevassa yhtälössä hilaohjaimen pääteasteen lähtöjännite on joko U_{Gon} tai U_{Goff} riippuen siitä, onko kysymyksessä sytytys vai sammutus. Puolijohdekomponentin hilalla vaikuttava jännite u_{GE} riippuu kollektorivirrasta kuvan 22 esittämällä tavalla. Jos lisäksi otetaan huomioon käytännössä esiintyvä hilapiirille ja päävirtapiirille yhteinen emitteri-induktanssi L_{E1} , voidaan kollektorivirran muutosnopeutta approksimoida yhtälöllä (13) [42]

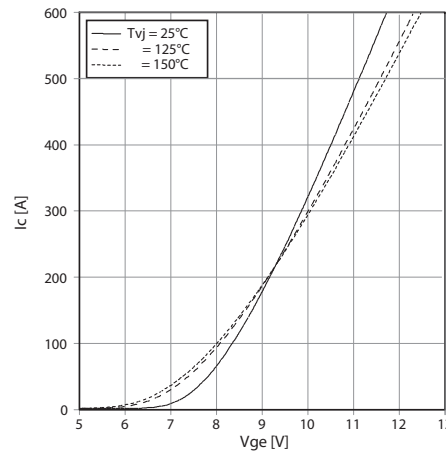
$$\frac{di_C}{dt} \approx \frac{u_{RG}}{\frac{C_{GE}R_G}{g_m} + L_{E1}} = \frac{U_{Gon/off} - u_{GE}(i_C)}{\frac{C_{GE}R_G}{g_m} + L_{E1}}. \quad (13)$$

Siitä voidaan nähdä, että toimintapiste vaikuttaa kollektorivirran muutosnopeuteen. Esimerkiksi sammutuksessa $\frac{di_C}{dt}$ kasvaa kollektorivirran kasvaessa, koska suurempi $u_{GE}(i_C)$ lisää efektiivisen ohjausjännitteen suuruutta negatiiviseen suuntaan. Lämpötilan kasvu hidastaa IGBT:n kollektorivirran muutoksia sekä sytytyksessä että sammutuksessa. Se johtuu transkonduktanssin lämpötilariippuvuudesta, joka nähdään kuvasta 22.

Trench-FS-IGBT:llä DC-jännitteen suuruus vaikuttaa komponenttisukupolvesta riippuen merkittävästi virran laskureunan käyttäytymiseen. Koska ajautumisalue on Trench-FS-IGBT:ssä suhteellisen lyhyt, riittävän suurella DC-jännitteellä saattaa käydä niin, että estotilassa ajautumisalueeseen syntyvä tyhjennysalue ulottuu lähes puskurikerrokseen saakka. Tällöin varauksenkuljettajia jää ajautumisalueeseen vain vähän, ja kollektorivirta vaimenee ilman merkittävää häntävirtaa. Vaikka toisaalta häntävirran puuttuminen pienentää sammutuksessa syntyviä häviöitä, siitä saattaa kuitenkin aiheutua EMI ongelmia.[43]

Kollektorivirran muutosnopeuteen voidaan vaikuttaa hilavastuksen suuruudella varsinkin sytytyksessä. Vastuksen R_G kasvattaminen hidastaa virran nousureunaa. Sama vaikutus saadaan aikaiseksi myös lisäämällä ulkoinen kapasitanssi C_G hilan ja emitterin välille. Tämän etuna R_G :n kasvattamiseen verrattuna on, että se ei vaikuta merkittävästi $\frac{du_{CE}}{dt}$:n käyttäytymiseen.

Sammutuksessa IGBT teknologioiden välillä on merkittäviä eroja ohjattavuuden suhteen. Erityisesti Trench-FS-IGBT:llä hilavastuksen kasvattaminen lievästi nimellisarvosta saattaa itse asiassa kasvattaa $\frac{di_C}{dt}$:tä sammutuksessa. Tämä johtuu siitä, että suuremmalla hilavastuksen arvolla MOS-kanava on auki pidempään, jonka aikana tyhjennysalueen virta koostuu sekä aukoista että elektroneista. Tästä syystä tyhjennysalue ulottuu pidemmälle kohti kollektoria, kuin siinä tapauksessa, että tyhjennysalueen virta koostuisi pelkästään aukoista. Leveämmälle levittäytyvän tyhjennysalueen takia kollektorin päähän jää vähemmän vapaita varauksenkuljettajia, minkä vuoksi virta katkeaa lopulta nopeammin. Jos hilavastusta kasvatetaan *huomattavasti* nimellisarvosta, saadaan $\frac{di_C}{dt}$:tä lopulta pienennettyä, mutta silloin sammutusviive kasvaa. Tästä syystä hilavastuksen kasvattaminen ei ole Trench-FS-IGBT:llä täysin ongelmaton keino hidastaa virran muutosnopeutta oikosulkuvirran katkaisussa. Pehmeän sammutuksen menetelmiä käsitellään laajemmin kohdassa 4.4.6. [10, 40]



Kuva 22: Esimerkki 450 A/1200 V IGBT-moduulin kollektorivirran hilajänniteriippuvuudesta. Transkonduktanssi g_m on kuvan käyrän kulmakerroin tietyssä pisteessä.

3.3.2 Kollektori-emitteri-jännitteen muutosnopeus du_{CE}/dt

Jännitteen u_{CE} muutos tapahtuu molemmissa kytkentätapahtumissa Miller-tasanteen aikana, jolloin $\frac{du_{CE}}{dt}$:n suuruuteen voidaan vaikuttaa hilavirran i_G avulla. Esimerkiksi sytytyksen tapauksessa, Miller-tasanteen aikana positiivinen hilavirta pyrkii varaamaan hilaa, mutta koska hilajännite ei muutu, C_{GC} :n kautta täytyy kulkea yhtä suuri, mutta hilavarausta purkava virta $i_{CG} = -i_G$ (Ks. kuva 16). Kollektori-emitteri-jännitteen muutosnopeus riippuu siis hilavirrasta yhtälön (14) mukaisesti [21]. Virtojen ja jännitteiden suunnat on tässä määritelty siten, että esimerkiksi positiivinen hilavirta saa aikaan negatiivisen muutoksen kollektori-emitteri-jännitteessä.

$$\frac{du_{CE}}{dt} = -\frac{du_{GC}}{dt} = -\frac{i_G}{C_{GC}}. \quad (14)$$

Efektiivisen ohjausjännitteen avulla yhtälö (14) saadaan muotoon (15) [42]

$$\frac{du_{CE}}{dt} = -\frac{u_{RG}}{C_{GC}R_G} = -\frac{U_{Gon/off} - u_{GE}(i_C)}{C_{GC}R_G}. \quad (15)$$

Toimintapiste vaikuttaa siis Miller-jännitteen tasoon, ja sitä kautta u_{CE} :n muutosnopeuteen. On huomattava, että C_{GC} ei ole vakio, vaan riippuu voimakkaasti u_{CE} :stä. Emitteri-induktanssilla L_{E1} ei ole vaikutusta, koska kollektorivirta on jännitteen muutoksen aikana jotakuinkin vakio. Myöskään transkonduktanssi ei vaimenna hilavastuksen vaikutusta, toisin kuin yhtälössä (13). Näin ollen hilavastuksen avulla voidaan vaikuttaa tehokkaammin $\frac{du_{CE}}{dt}$:n suuruuteen kuin $\frac{di_C}{dt}$:hen.

4 IGBT:n toiminta oikosulussa

Tässä luvussa kuvataan aluksi millaisia ylivirtoja aiheuttavia vikatilanteita voi syntyä taajuusmuuttajasovelluksissa. Näitä ovat maasulku-, ylikuormitus ja oikosulkuviat. Näistä kolmesta tärkein vikatyyppeistä tämän työn kannalta on oikosulku, joten siihen tullaan keskittymään eniten. Oikosulkuvian luonteeseen vaikuttaa esimerkiksi vian sijainti ja se, millä hetkellä vika ilmaantuu suhteessa tehotransistorin toimintatilaan. Transistorin suojauksen suunnittelun kannalta on tärkeää tietää miten oikosulku vaikuttaa IGBT:n toimintaan ja minkälaisia pysyviä vaurioihin johtavia vikamekanismeja liittyy oikosulkutilanteisiin. Luvun loppupuolella tehdään katsaus erilaisiin oikosulkusuojausmenetelmiin.

Maasulku

Maasulussa (*earth-fault*) osa virtapiiriä päätyy kosketuksiin sähköverkon suojamaan kanssa. Sähkömoottorikäyttöissä tavallisia maasulun aiheuttavia vikoja ovat eristeviat sähkökoneissa tai kaapeleissa. Taajuusmuuttajan sisältämän maasulkusuojauksen ensisijaisena tehtävänä on havaita tällaiset laitteen ulkopuoliset maasulut ja tarpeen mukaan pysäyttää käyttö. Maasulku voi aiheutua myös esimerkiksi taajuusmuuttajan sisällä tapahtuvan eristevian seurauksena, mutta riippuu suojauksen toteutuksesta pystyykö laite itse suojautumaan sisäisiä maasulkuvikoja vastaan. Vikavirta aiheuttaa epäsymmetrian kolmivaihejärjestelmän virtoihin, mitä voidaan käyttää hyödyksi maasulkuvian havaitsemisessa. Taajuusmuuttajan maasulkusuojaus perustuu tyypillisesti lähtövaiheiden tai välipiirin DC-kiskojen summavirran mittaukseen [3].

Maasulun seuraukset riippuvat paljon syöttöverkon maadoitustavasta, eli onko syöttömuuntajan tähtipiste maadoitettu vai ei. Maadoitetussa verkossa maasulku aiheuttaa suhteellisen ison vikavirran, jonka suuruus riippuu virtatien impedanssista ja vaihejännitteestä vikahetkellä. Tällaisessa tapauksessa maasulkuvirta voi olla selvästi suurempi kuin tehoasteen nimellisvirta, joten taajuusmuuttajan vikadiagnostiikassa saattaa aktivoitua maasulkuvian lisäksi myös ylivirta- tai oikosulkuvika.

Teollisuusprosesseissa, joissa äkillisten käyttökatkosten määrä halutaan minimoida, käytetään usein kelluvaa verkkoa, missä syöttömuuntajan tähtipistettä ei ole maadoitettu. Tällöin yksivaiheisesta maasulusta huolimatta käyttöä voidaan jatkaa tietyn edellytyksin. Kelluvassa verkossa maasulkuvirta määräytyy virtapiirin maakapasitanssin, vikaimpedanssin ja jännitteen mukaan ja syntyvä maasulkuvirta on tyypillisesti huomattavasti pienempi kuin tehoasteen nimellisvirta.

Ylikuormitus

Sähkömoottorikäyttöjen tapauksessa nimellistehon tai -virran ylitys aiheuttaa pitkittyessään taajuusmuuttajan tai sähkökoneen ylikuumentumisen. Lisääntyneistä virtahäviöstä aiheutuvaa termistä ylikuormitusta (*overload*) voidaan sallia hetkellisesti sillä edellytyksellä, että lämpenemät pysyvät sallituissa rajoissa. Nykyisissä prosessoriohjatuissa taajuusmuuttajissa ylikuormitussuojaus voidaan toteuttaa valvomalla

kuormakoneen ja tehoasteen lämpötiloja mittausten ja laskennallisten lämpömallien avulla.

Ylivirta ja oikosulku

Taajuusmuuttajan suojausta tarkasteltaessa ei ole täysin yksikäsitteistä mikä ero on ylivirtaviialla (*overcurrent*) ja oikosulkuviialla (*short-circuit*). Joissakin aiheita käsittelevissä kirjoituksissa nämä kaksi käsitettä saatetaan jopa rinnastaa. Kuitenkin yleisemmin ylivirtaviialla tarkoitetaan oikosulkua hitaampaa ilmiötä, jota vastaan suojautuminen ei vaadi yhtä nopeaa reagoimista, kuin oikosulun tapauksessa. Taajuusmuuttajalle ylivirtavian voi aiheuttaa esimerkiksi moottorin jumiutuminen, liian nopea kiihdytys, tai pitkän kaapelin päässä tapahtuva oikosulku. Kuormituksesta johtuvien ylivirtojen syntyminen voidaan estää esimerkiksi rajoittamalla moottorisäädön momenttiohje tietyllä välillä. Taajuusmuuttajissa ylivirtasuojaus perustuu tavallisesti lähtövaiheiden virranmittaukseen, kun taas oikosulkusuojaus nopeampaan komponenttikohtaiseen valvontaan.

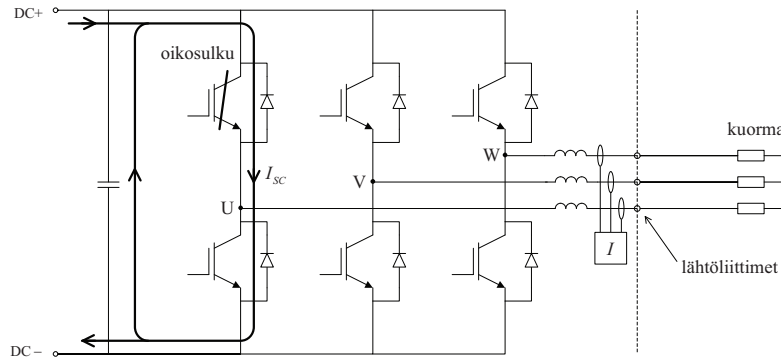
Transistorin kannalta katsottuna ylivirtatilanteessa komponentin läpi kulkee niin suuri virta, että sitä ei voida katkaista turvallisesti ilman erityistoimenpiteitä. Tämä virran suuruus on tyypillisesti kaksinkertainen IGBT:n nimellisvirtaan verrattuna, kuten jäljempänä kohdassa 4.3.1 käy ilmi. Ylivirtatilanteessa IGBT on kuitenkin vielä saturaatiossa, joten sen tehohäviö ei ole merkittävästi suurempi kuin normaalilla toiminta-alueella.

Jos transistori siirtyy aktiivialueelle riittävän suuren kollektorivirran seurauksena, IGBT:n tehohäviö kasvaa voimakkaasti. Tällöin transistori toimii virtaa rajoittavana komponenttina kuorman tai vikaimpedanssin sijasta. Oikosulkusuojausten perustuessa IGBT:n u_{CE} -jännitteen valvontaan sen havahtumiseen vaaditaan tyypillisesti transistorin nimellisvirtaan verrattuna 4...5-kertainen kollektorivirta. Näin ollen lievä nimellisvirran ylitys ei vielä aktivoi komponenttikohtaista nopeaa oikosulkusuojausta. Kun valmistajat määrittelevät IGBT-komponentin oikosulunkeston t_{SC} , sillä tarkoitetaan nimenomaan miten pitkän ajan transistori kestää toimintaa aktiivialueella tietyllä hila- ja DC-jännitteellä. Jos IGBT ajautuu aktiivialueelle, vikavirta pitää saada katkaistua tyypillisesti muutaman mikrosekunnin kuluessa komponentin ylikuumenemisen estämiseksi ja taajuusmuuttajasovelluksessa käyttö on pysäytettävä.

4.1 Oikosulun sijainti

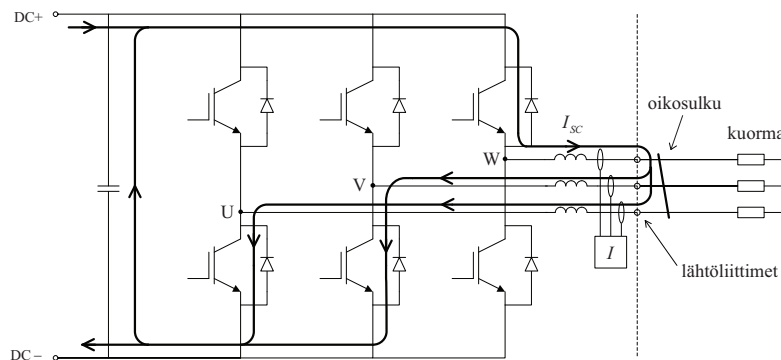
Kuvassa 23 on havainnollistettu oikosulkuvikaa, joka sijaitsee vaihtosuuntaajan sisällä tehoasteessa. Siinä U-vaiheen ylähaaran tehopuolijohdekytkin on jatkuvasti johtavana esimerkiksi viallisen ohjaussignaalin takia. Tästä aiheutuu niin sanottu läpisyttyminen (*shoot trough*), kun myös U-vaiheen alahaaran kytkin tulee johtavaksi. Tyypillisesti tästä seuraa erittäin suuri vikavirta, jota rajoittaa vain DC-piirin hajainduktanssi ja transistorien transkonduktanssi. Tehoasteoikosulussa on myös se ikävä piirre, että vian aikana sähkökone, tai verkkovaihtosuuntaajan tapauksessa muuntaja, voi syöttää vialliseen haaraan virtaa rinnakkaisdioidien kautta, vaikka

kaikki ehjät IGBT:t saataisiin sammumaan [1]. Riippuen sähkökoneen nimellistehosta, hitausmomentista ja pyörimisnopeudesta vikahetkellä, seurauksena saattaa olla rinnakkaisdioidien tuhoutuminen ylivirran aiheuttamaan lämpenemiseen.



Kuva 23: Läpistyttyminen eli tehoasteessa tapahtuva vika, jossa yhden vaiheen molemmat tehopuolijohdekytkimet johtavat samaan aikaan. Vahvennetulla viivalla on merkitty oikosulkuvirran kulkureittejä.

Oikosulku voi sijaita myös laitteen ulkopuolella kuvan 24 mukaisesti. Siinä kuvataan tilannetta, jossa vaihtosuuntaajan lähtöliittimen läheisyydessä on kolmivaiheinen oikosulku ja vaihtosuuntaajan kytkentäkuvio on sellainen, että U- ja V-vaiheen vaihtokytkimet on kytketty negatiiviseen DC-kiskoon ja W-vaiheen vaihtokytkin positiiviseen DC-kiskoon. Tällöin koko oikosulkuvirta kulkee W-vaiheen ylähaaran IGBT:n kautta ja jakautuu kahden muun vaiheen alahaaran transistorien kesken. Lähtövaiheisiin on piirretty vaihtosuuntaajissa mahdollisesti käytetty kolmivaiheinen lähtökuristin. Kuvan 24 tilanteessa lähtökuristin rajoittaa huomattavasti virran muutosnopeutta, joten tällainen laitteen ulkopuolinen vika on luonteeltaan hitaampi kuin kuvan 23 tehoasteoikosulku. Jos lähtökuristin puuttuu ja oikosulku tapahtuu lähtöliittimien välittömässä läheisyydessä, vika muistuttaa nopeudeltaan läpistytymistä.



Kuva 24: Kolmivaiheinen oikosulku vaihtosuuntaajan lähtöliittimissä.

Laitteen ulkopuolisessa viassa oikosulun luonteeseen vaikuttaa se kuinka paljon reaktanssia vikapaikan ja tehoasteen välillä on. Esimerkiksi pitkän kaapelin päässä

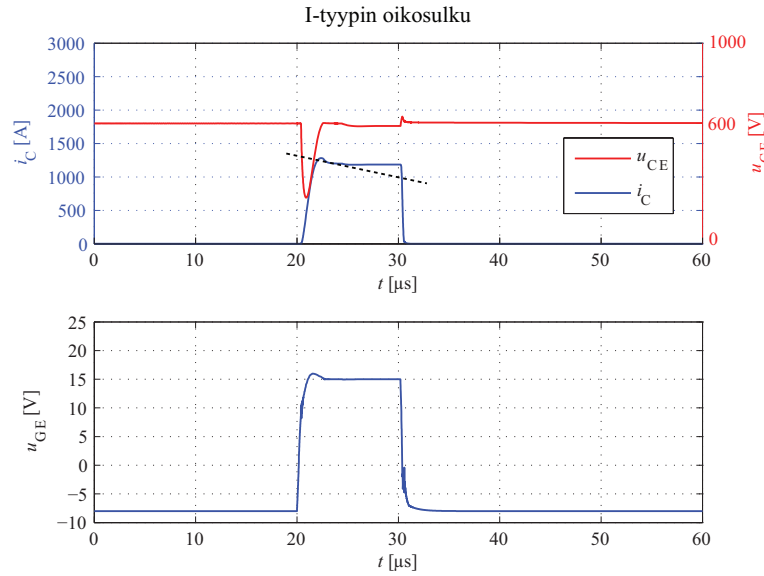
tapahtuva oikosulkuvirta kasvaa hitaasti, koska kaapelin induktanssi hidastaa virran muutosnopeutta. Tällaisen suuri-induktanssisen oikosulun tapauksessa saattaa käydä niin, että muutaman ensimmäisen kytkentäjakson ajan vian alkamisesta vikavirta on niin pieni etteivät IGBT:t siirry aktiivitilaan. Perinteinen transistorien saturaatiojännitteen mittaukseen perustuva oikosulkusuojaus ei siis välttämättä reagoi tällaiseen vikaan yhden kytkentäjakson aikana. Sen sijaan virranmittaukseen perustuva ylivirta- tai oikosulkusuojaus voi havaita hitaasti kehittyvän oikosulkuvian.

Jos oikosulkusuojaus perustuu virranmittaukseen, kuten tässä työssä tutkittava kytkentä, riippuu mittausten sijainnista minkä tyyppisiä oikosulkuvikoja vastaan voidaan suojautua. Laitteen ulkopuolella sijaitseva vika voidaan havaita lähtövaiheiden, yksittäisten transistorien, tai DC-kiskon virran mittauksella. Sen sijaan lähtövaiheiden virranmittauksella ei voi havaita tehoasteen sisäisiä oikosulkuja. Läpisytytmisen havaitsemiseen puolestaan riittää joko ylä- tai alahaaran transistorien virran mittaaminen, mutta se ei riitä kaikkien laitteen ulkopuolella tapahtuvien vikojen havaitsemiseen. DC-kiskoon sijoituvalla mittauksella voidaan havaita periaatteessa kaikki oikosulkuviat, mutta sen toteuttaminen suurikokoiseen planaariseseen kiskostoon on vaikeaa. Se ei myöskään pysty välttämättä havaitsemaan osittaista tehomodulin oikosulkua sellaisessa tapauksessa, jossa useita modulin vaiheita on kytketty rinnan. Tässä työssä tutkittavassa ratkaisussa mitataan ylä- ja alahaaran puolijohdekytkimien virrat, jolloin suojaus kattaa sekä tehoasteoikosulut että laitteen ulkopuoliset oikosulut.

4.2 Oikosulkujen luokittelu tapahtumahetken mukaan

Kirjallisuudessa oikosulkuviat luokitellaan tyypillisesti kahteen kategoriaan riippuen siitä, millä hetkellä oikosulku tapahtuu suhteessa IGBT:n toimintatilaan. Oikosulkutyyppi I, (*HSF*, *Hard Switched Fault*, tai *SC1*, *Short Circuit 1*) tarkoittaa sellaista vikaa, missä kuorma on oikosulussa ennen kuin transistori ohjataan johtavaksi. Sitä on havainnollistettu kuvassa 25. IGBT on koko oikosulun ajan aktiivialueella, joten virta rajoittuu hilajännitteen määräämään arvoon yhtälön (8) mukaisesti. Kollektorivirran nousu- ja laskureunalla näkyy jännitteessä u_{CE} transientit, joiden suuruus riippuu muunmuassa DC-piirin hajainduktanssista. Sammutuksessa näkyvä jännitepiikki saattaa olla pieni IGBT-modulin liittimistä mitattuna, mutta puolijohdekomponenttiin vaikuttava jännite on paljon suurempi modulin hajainduktanssien takia. Jos johtavan tilan hilajännite on +15 V, oikosulkuvirta asettuu alkutransientin jälkeen arvoon, joka on tyypillisesti 4...5-kertainen transistorin nimellisvirtaan verrattuna. Valmistajien ilmoittamat komponenttien oikosulkukestoja koskevat tiedot annetaan tavallisesti sillä oletuksella, että kysymyksessä on I-tyypin oikosulku. Tämä johtuu siitä, että I-tyypin oikosulkukokeen toteuttaminen laboratoriossa on suoraviivaista ja eikä se kuormita transistoria yhtä paljon kuin seuraavaksi kuvailtava II-tyypin oikosulku.

Tyypin II oikosulku (*FUL*, *Fault Under Load*, tai *SC2*) tapahtuu transistorin ollessa johtavassa tilassa. Sitä on havainnollistettu kuvassa 26. Virran huippuarvo muodostuu suuremmaksi kuin I-tyypin oikosulussa, joten transistorin sähköinen ja termien rasitus on suurempi II-tyypin oikosulussa. Suurempi virran huippuarvo joh-

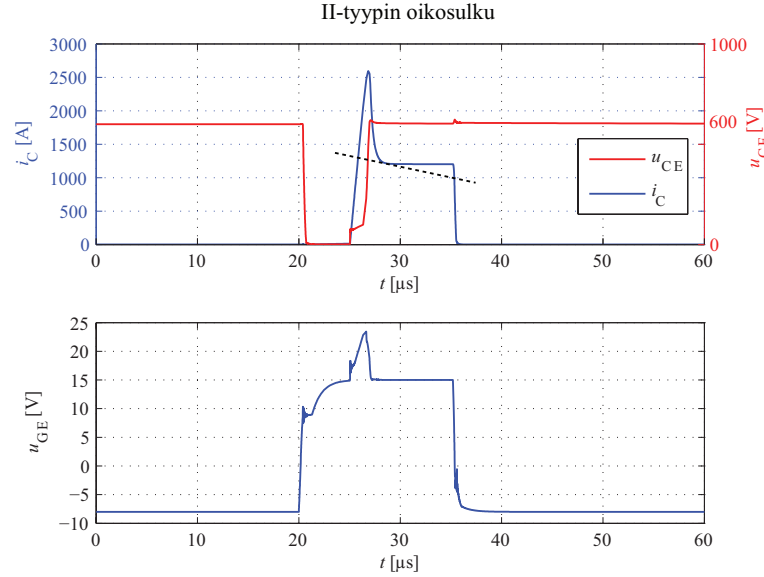


Kuva 25: Simuloitu I-tyypin oikosulku 300 A/1200 V IGBT-moduulille. $U_{DC} = 600$ V, $L_{SC} = 300$ nH, liitoslämpötila $T_{vj} = 125$ °C (vakio), $U_{Gon} = +15$ V, $U_{Goff} = -8$ V ja $R_G = 8$ Ω . u_{GE} on moduulin hilaliittimen ja apuemitterin välinen jännite. Katkoviivalla on havainnollistettu, miten lämpötilan kasvu todellisuudessa pienentäisi kollektorivirtaa oikosulun aikana.

tuu siitä, että II-tyypin oikosulussa transistori on vian alkamishetkellä saturaatiossa, eli kollektori-emitteri-jännite on U_{CEsat} . Kun virta kasvaa oikosulun seurauksena, transistori siirtyy aktiivialueelle, jolloin u_{CE} kasvaa nopeasti. Tämä jännitteen muutos aiheuttaa Miller-kapasitanssin C_{GC} kautta kulkevan virran kollektorilta hilalle, mikä nostaa hilajännitettä. II-tyypin oikosulussa hilajännite siis kasvaa hetkellisesti oikosulkuvirran nousureunalla, mikä mahdollistaa vikavirran suuremman huippuarvon. Koska hila on jo ennen vikaa varautunut johtavan tilan jännitteeseen ja ajautumisalue on täynnä varauksenkuljettajia, virran nousunopeus vian alkuhetkellä ei rajoitu samalla tavalla kuin normaalissa sytytyksessä, tai I-tyypin oikosulussa. Niin kauan kun IGBT on saturaatiossa kollektorivirran muutosnopeus saadaan yhtälöstä (16) [43], missä L_{SC} on oikosulkuinduktanssi ja L_σ virtapiirin hajainduktanssi.

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{DC}}{L_{SC} + L_\sigma} \quad (16)$$

Testaustarkoituksessa II-tyypin oikosulku voidaan aiheuttaa taajuusmuuttajalle yksinkertaisesti kytkemällä kuorma oikosulkuun sähkömekaanisella kytkimellä, kuten kontaktorilla, tehoasteen katkoessa normaalia kuormavirtaa. Tällainen testi vastaa hyvin todellista oikosulkuvikaa, jolle laite voi altistua. Toisaalta mekaanisen kytkimen hitaudesta johtuen vikahetkeä ei voida ajastaa yhtä tarkasti kuin tehoasteen transistoreita ohjataan. Siksi kytkimen kontaktit sulkeutuvat satunnaisessa vaiheessa suhteessa tehoasteen toimintatilaan. Lisäksi sähkömekaanista oikosulkukytkintä käytettäessä tutkittava komponentti todennäköisesti tuhoutuu, jos se ei pysty itse katkaisemaan oikosulkuvirtaa. Tällainen testi ei siis ole paras mahdollinen vaihi-



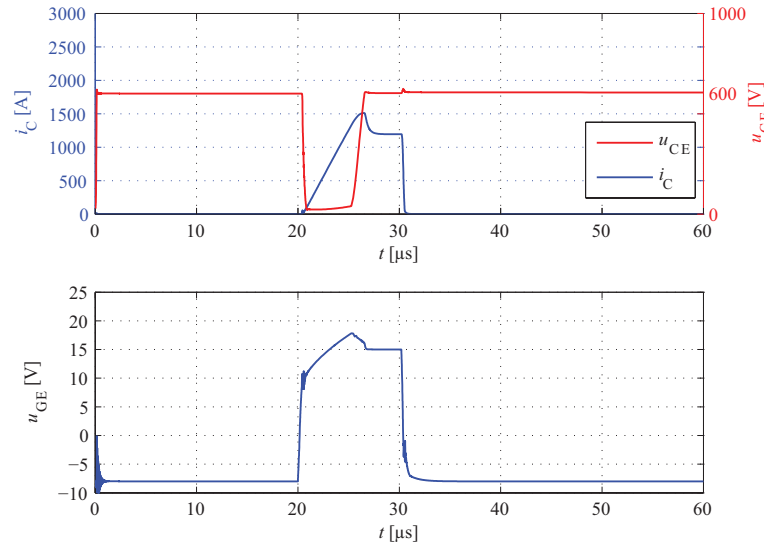
Kuva 26: Simuloitu II-tyyppin oikosulku 300 A/1200 V IGBT-moduulille. $U_{DC} = 600$ V, $L_{SC} = 300$ nH, liitoslämpötila $T_{vj} = 125$ °C (vakio), $U_{Gon} = +15$ V, $U_{Goff} = -8$ V ja $R_G = 8 \Omega$.

toehto komponenttitestaukseen, mutta sen sijaan soveltuu hyvin esimerkiksi taaajuusmuuttajan tyyppitestaukseen. Toinen vaihtoehto on käyttää kontaktorin sijasta apuna suurivirtaista tehopuolijohdekytkintä, kuten esimerkiksi lähteessä [27]. Tällöin kuormaoikosulku voidaan aiheuttaa tarkasti ajastettuna suhteessa tutkittavan IGBT:n ohjaukseen. Suurivirtainen kytkin pystyy myös katkaisemaan oikosulkuvirran, jos tutkittava IGBT vikaantuu, mikä vähentää tuhoutumisriskiä.

Koska todelliseen II-tyyppin oikosulun testaamiseen liittyy edellä kuvattuja ongelmia, sitä voidaan jäljitellä yksinkertaisemmalla koemenetelmällä, jonka simuloituja käyrämuotoja on kuvassa 27. Koe suoritetaan kuten I-tyyppin oikosulku, eli kuorma on jatkuvasti oikosulussa, mutta oikosulkuinduktanssi L_{SC} on huomattavasti suurempi. Lähteessä [43] neuvotaan mitoittamaan L_{SC} siten, että transistorin tullessa johtavaksi se on saturaatiossa vähintään $5 \mu\text{s}$ ajan. Sen jälkeen virta kasvaa niin suureksi, että IGBT siirtyy aktiivialueelle. Näin suoritettussa kokeessa u_{CE} :n käyrämuoto muistuttaa II-tyyppin oikosulkua, mutta kollektorivirta kasvaa huomattavasti hitaammin. Virran huippuarvo on kuitenkin suurempi kuin pieni-induktanssisessa I-tyyppin oikosulussa.

Kollektorivirran huippuarvoon oikosulun aikana vaikuttaa se, kuinka paljon hilajännite pääsee kasvamaan hetkellisesti transistorin siirtyessä aktiivialueelle. Oikosulkusuojauksessa hilajännitteen rajoitus (*gate clamping*) onkin tärkeässä roolissa. Oikosulkuinduktanssin L_{SC} suuruus vaikuttaa myös virran huippuarvoon. Jos L_{SC} on hyvin suuri, transistori siirtyy hitaasti saturaatiosta aktiivialueelle. Tällöin Miller-kapasitanssin kautta tapahtuva hilavarauksen kasvu on pieni ja kollektorivirran huippuarvo jää lähelle oikosulkuvirran pysyvän tilan arvoa.

Edellä mainittujen tavallisimpien oikosulkutyyppejen lisäksi voidaan mainita myös III-tyyppin oikosulku, joka tarkoittaa sitä, että kuorma oikosulkeutuu rinnakkaisdio-



Kuva 27: Simuloitu I-tyyppin oikosulku, missä oikosulkuinduktanssi on huomattavasti suurempi kuin kuvassa 25. $U_{DC} = 600 \text{ V}$, $L_{SC} = 2 \mu\text{H}$, $T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (vakio), $U_{GEon} = +15 \text{ V}$, $U_{GEoff} = -8 \text{ V}$ ja $R_G = 8 \Omega$. Jännitteen käyttäytyminen muistuttaa II-tyyppin oikosulkua.

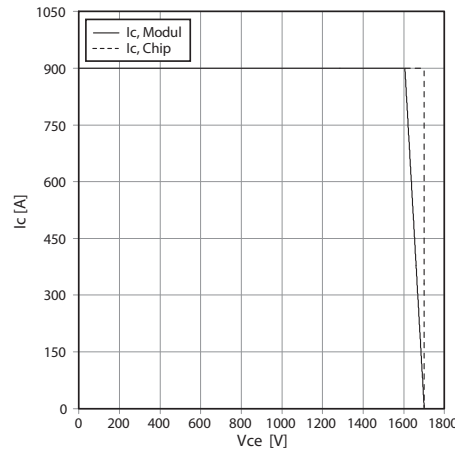
din johtaessa. Tämän jälkeen vikavirta kommutoituu IGBT:lle, jonka hilajännite on valmiiksi johtavan tilan arvossa. Koska IGBT:n ajautumisalue ei ole valmiiksi täytynyt varauksenkuljettajista, sen johtavuus on aluksi verraten pieni. Tästä aiheutuu u_{CE} :hen ylimääräinen jännitetransientti (*forward recovery voltage*), jonka suuruus on kuitenkin vain murto-osa IGBT:n jännitekestosta. IGBT:n oikosulkuvirran huippuarvo ja jänniterasitus ovat III- ja II-tyyppin vioissa samaa suuruusluokkaa, joten transistorin kannalta ne ovat yhtä haitallisia. Sen sijaan III-tyyppin oikosulku on haitallisempi rinnakkaisdiodille, koska sen takavirtapiikki muodostuu tällöin poikkeuksellisen suureksi. Taajuusmuuttajasovelluksessa sähkökoneen toimiessa generaattorina rinnakkaisdioidit johtavat pidemmän aikaa kuin transistorit, jolloin III-tyyppin oikosulun mahdollisuus on suurempi kuin moottorialueella, jolloin II-tyyppin oikosulku on todennäköisempi. [23]

4.3 IGBT:n oikosulkuun liittyvät vikamekanismit

Oikosulkusuojausta suunniteltaessa on kiinnostavaa tietää mikä mahdollisesti voi tuhota IGBT:n oikosulun yhteydessä. Puolijohdekomponentin terminen kesto vaikuttaa esimerkiksi siihen, kuinka nopeasti oikosulkuvirta on saatava katkaistua. Suojauksen toteutusta ajatellen haluttiin selvittää, voiko oikosulkuvirran katkaista ennen kuin IGBT on siirtynyt aktiivialueelle. Virran katkaisuun suoraan liittyvät vikamekanismit ovat jännikeston ylityksestä johtuva dynaaminen vyörypurkaus ja IGBT:n sisäisen tyristorin syttyminen.

4.3.1 Estosuuntainen turvallinen toiminta-alue

Jos IGBT:n sammutus tehdään normaalisti jännitteellä $U_{G\text{off}}$, i_C :n ja u_{CE} :n pitäisi pysyä valmistajan määrittelemän estosuuntaisen turvallisen toiminta-alueen (RBSOA, *Reverse Bias Safe Operating Area*) sisällä. Kuvassa 28 on esimerkki erään 450 A/1700 V IGBT-moduulin RBSOA kuvaajasta. IGBT-komponenteille taataan yleensä, että transistori voidaan sammuttaa normaalisti, jos kollektorivirta on pienempi kuin kaksinkertainen nimellisvirta. Tällä virralla IGBT toimii tyypillisesti kylästysalueella, joten vaikka komponentissa syntyvä tehohäviö on normaalia suurempi, se ei aiheuta välitöntä komponentin tuhoutumista transistorin johtaessa. Kriittisin vaihe on virran katkaisu, jolloin transistorin jännitekesto voi ylittyä, jos virran muutosnopeus on liian suuri. Kuvasta 28 voidaan havaita, että suurin sallittu jännite moduulin teholiittimien välillä on jonkin verran pienempi kuin varsinaisen puolijohdekomponentin jännitekesto. Se johtuu siitä, että moduulin sisäisiin hajainduktansseihin indusoituva jännitehäviö lisää IGBT-komponenttiin kohdistuvaa jänniterasitusta.



Kuva 28: Erään 450 A/1700 V IGBT-moduulin (Infineon) RBSOA kuvaaja, joka pätee kun $U_{GE} = \pm 15$ V, $R_{G\text{off}} = 3,3 \Omega$ ja $T_{vj} = 150$ °C. Katkoviiva kuvaa moduulin sisällä olevien IGBT-komponenttien (*chip*) suurinta sallittua jännitekestoja ja yhtenäinen viiva moduulin teholiittimien vastaavaa arvoa.

4.3.2 Ylijännite sammutuksessa

Puolijohdekomponentin pn-liitoksen estosuuntaisen jännitekeston määrää viimekädessä niin sanottu törmäysionisaatio (*impact ionization*) ja siitä seuraava vyörypurkaus. IGBT:n ollessa estotilassa sen ajautumisalueeseen syntyy tyhjennysalue, jonka sisälle kehittyy sähkökenttä. Jännite saadaan sähkökentän integraalina tyhjennysalueen yli. Jos puolijohteessa oleva sähkökenttä on riittävän voimakas, varauksenkuljettajat saavat sen vaikutuksesta niin suuren kineettisen energian, että ne pystyvät törmätessään puolijohdeatomeihin tuottamaan uusia elektroni-aukopareja. Tarpeeksi suurella kentänvoimakkuudella ilmiö voimistuu niin paljon, että seuraa vyörypurkaus (*avalanche breakdown*). Tällöin komponentin estosuuntainen

vuotovirta kasvaa voimakkaasti. Kriittinen kentänvoimakkuus, jolla vyörypurkaus tapahtuu, riippuu puolijohdemateriaalista, seostusasteesta ja lämpötilasta. Epäpuhtaustatomien määrän vähentäminen kasvattaa jännitekestoisuutta, minkä takia tehopuolijohdekomponenteissa käytetään heikosti seostettua materiaalia ajautumisalueessa. Lämpötilan kasvu vuorostaan heikentää törmäysionisaation aiheuttamaa jännitekeston alenemista, koska puolijohdeatomien suuremman lämpöliikkeen takia varauksenkuljettajien on vaikeampaa kiihtyä sähkökentässä. [24]

Staattinen jännitekesto kuvaa sitä, kuinka paljon IGBT:n jännitettä voidaan kasvattaa transistorin ollessa jatkuvasti estotilassa. Dynaamisessa vyörypurkauksessa (*dynamic avalanche*) staattisen tilan jännitekesto alenee, koska vapaat varauksenkuljettajat muuttavat sähkökentän jakaumaa tyhjennysalueessa. Dynaaminen vyörypurkaus voi tapahtua esimerkiksi oikosulkuvirran sammutuksessa, jolloin ajautumisalueeseen jääneet aukot kasvattavat efektiivisesti tyhjennysalueen seostusastetta. Ilmiö voi olla stabiili, jolloin seurauksena ei ole välttämättä komponentin tuhoutuminen, mikäli ilmiö on lyhytaikainen. Valmistajat eivät kuitenkaan yleensä määrittele IGBT:n toimintaa tällaisissa olosuhteissa. Riittävän voimakkaana vyörypurkaus voi aiheuttaa esimerkiksi virran keskittymistä kapeisiin kanaviin (*current filamentation*), jonka seurauksena lämpötila voi kasvaa paikallisesti liian suureksi. Vyörypurkaus voi myös aiheuttaa IGBT:n sisäisen tyristorin syttymisen, jolloin ohjattavuus menetetään ja seurauksena on lopulta ylikuumeneminen.

Dynaamisen vyörypurkauksen ja sisäisen tyristorin syttymisen mahdollisuus kasvaa, jos IGBT sammutetaan nopeasti kollektorivirran ollessa huomattavasti nimellisvirtaa suurempi transistorin toimiessa kuitenkin vielä saturaatioalueella (ns. ylivirta) [20, s. 243]. Jos IGBT sen sijaan on jo siirtynyt aktiivialueelle, sammutus on tiettyssä mielessä turvallisempaa tehdä. Tämä johtuu siitä, että saturaatiossa ajautumisalueeseen on varastoitunut huomattavasti enemmän tyhjennysalueen sähkökentän jakaumaan vaikuttavia varauksenkuljettajia, kuin aktiivialueella toimittaessa [24, s. 453]. Dynaamisen vyörypurkauksen riski pienenee, jos kovan sammutuksen sijasta hilajännite alennetaan sammutuksessa asteittain, jolloin IGBT siirtyy nopeutetusti aktiivialueelle ja josta normaali sammutus on seuraavassa vaiheessa turvallisempaa suorittaa. Enemmän kaksitasoisesta sammutuksesta on kohdassa 4.4.6, jossa käsitellään menetelmiä joilla IGBT:n oikosulkuvirta voidaan katkaista hallitusti.

4.3.3 Staattinen ja dynaaminen lukittuminen

IGBT:n sisäinen tyristori syttyy (*latch up*), jos emitterin n^+ -alueen ja sitä ympäröivän p-alueen liitoksen kynnysjännite ($\approx 0,7$ V) ylittyy. Tämä vastaa IGBT:n sijaiskytkennässä (kuva 9 b) parasiittisen NPN-transistorin kanta-emitteri-liitoksen kynnysjännitteen ylitystä. Tyristorin syttymisen jälkeen MOS-kanava ei voi enää rajoittaa normaaliin tapaan PNP-transistorin kantavirtaa, joten IGBT:n kollektorivirta ei rajoitu luontaisesti hilajännitteen mukaan. Sisäisen tyristorin syttyä IGBT johtaa kunnes virta katkaistaan ulkoisen piirin toimesta, tai IGBT tuhoutuu.

Edellä mainitun n^+p -liitoksen kynnysjännitteen ylittyminen on mahdollista, jos aukkojen aiheuttama virrantiheys on poikkeuksellisen suuri p-alueessa. Nykyisillä valmistusteknologioilla toteutetut IGBT:t eivät käytännössä voi lukittua staattises-

sa tilanteessa. Toisin sanoen lukittumiseen vaadittava kollektorivirta on niin suuri, että komponentti todennäköisesti tuhoutuisi ylikuumenemiseen ennen tyristorin syttymistä. Sen sijaan äärimmäisen voimakkaissa muutostilanteissa dynaaminen lukittuminen (*dynamic latch up*) on mahdollista. Esimerkiksi jos moninkertaisesti IGBT:n nimellistä virtaa suurempi kollektorivirta katkaistaan nopeasti ennen kuin IGBT on siirtynyt aktiivialueelle, kollektorivirta koostuu hetkellisesti pelkästään aukoista [5]. Tällöin poikkeuksellisen suuri aukkovirta voi aiheuttaa p-alueessa niin suuren jännitehäviön, että siitä seuraa tyristorin syttyminen. Ilmeisesti myös korkea lämpötila tekee IGBT:n herkemmäksi lukittumiselle [19]. Tästä syystä se voi tapahtua sekundaarisena ilmiönä jos komponentti ylikuumenee.

4.3.4 Ylikuumeneminen

IGBT-komponentin oikosulunkesto aika t_{SC} kertoo kuinka pitkän ajan se sietää I-tyypin oikosulkua tietyissä olosuhteissa. I-tyypin oikosulussa IGBT-komponentissa lämmöksi muuttuva energia on $E_{SC} \approx I_{SC} \cdot U_{DC} \cdot t_{SC}$. Vallitseva teollisuusstandardi oikosulunkestoajalle on $t_{SC} = 10 \mu s$, mutta joillakin komponenteilla se on $6 \dots 7 \mu s$. Koska puolijohdekomponenttien lämpökapasiteetti on kehityksen myötä pienentynyt ohuempien rakenteiden takia, t_{SC} :llä on ollut tietty paine lyhentyä. Tätä on kompensoitu siten, että uusien IGBT:iden oikosulkuvirtaa on rajoitettu pienemmäksi kuin vanhempien sukupolvien vastaavissa komponenteissa. On kuitenkin todennäköistä, että tulevaisuudessa t_{SC} tulee yleisesti olemaan pienempi kuin $10 \mu s$, mikä vaatii oikosulkusuojaukselta entistä nopeampaa reagointia.

Fysikaalinen syy puolijohdekomponenttien rajoitetulle käyttölämpötilalle, on että lämpötilan kasvaessa täysin puhdas puolijohde alkaa johtaa paremmin sähköä. Tällaisen niin sanotun itseispuolijohteen varaustiheys N_i (*intrinsic carrier concentration*) kasvaa lämpötilan noustessa, koska elektroneja siirtyy termisen virittymisen takia enemmän atomien johtavuusvyölle. Puolijohdekomponenteissa käytettävien seostettujen puolijohteiden varaustiheydet normaalissa toimintalämpötilassa määräytyvät seostustiheydestä N_D , mutta tarpeeksi korkeassa lämpötilassa itseisjohtavuus alkaa hallita käyttäytymistä ja komponentin toiminnallisuus menetetään. [24]

Jos IGBT:n lämpötila pääsee kasvamaan oikosulun aikana liian korkeaksi, komponentti saattaa tuhoutua siitä huolimatta, että oikosulkuvirta saataisiin katkaistua. Lopullinen komponentin tuhoutuminen voi tapahtua esimerkiksi kymmenien mikrosekuntien jälkeen siitä kun transistorin on sammutettu. Tämä johtuu siitä, että IGBT:n vuotovirta kasvaa lämpötilan kasvaessa. Jos komponentti kuumenee niin paljon oikosulun aikana, että vuotovirrasta aiheutuva lämpeneminen alkaa voimistamaan itse itseään, seurauksena on lopulta IGBT:n tuhoutuminen. Tästä käytetään nimitystä lämpökarkaaminen (*thermal runaway*). Kriittinen lämpötila, joka johtaa todennäköiseen lämpökarkaamiseen riippuu komponentin rakenteesta. Jos komponentin lämpötila pysyy riittävän pienenä oikosulun aikana, se saattaa kestää jopa tuhansia oikosulkuja tuhoutumatta [24].

4.4 Oikosulkusuojausmenetelmät

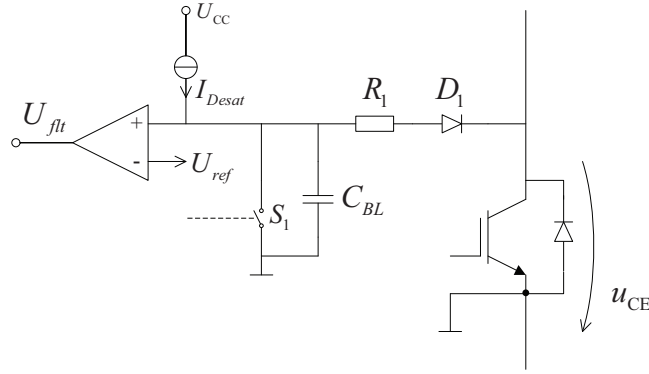
Oikosulkusuojaus sisältää kaksi päätoiminnallisuutta: oikosulkuvalvonnan ja niin sanotun pehmeän sammutuksen. Valvontapiirin tehtävänä on havaita mahdollisimman nopeasti, onko IGBT:n virta kasvanut liian suureksi. Riippuu sitten valitusta suojausstrategiasta miten valvontapiirin tuottamaa vikatietoa hyödynnetään. Hilaohjaimen sisältämä suojauslogiikka käsittelee vikatiedon ja sammuttaa IGBT:n hallitusti. Pehmeän sammutuksen tarkoituksena on hidastaa IGBT:n kollektorivirran muutoksenopeutta sammutuksessa, jotta kollektori–emitteri-jännitteeseen ei synny liian suurta jännitepiikkiä hajainduktanssien vaikutuksesta. Valvonnan ja pehmeän sammutuksen lisäksi oikosulkusuojaukseen liittyvät olennaisesti hilajännitteen rajoitus (*gate clamping*) ja u_{CE} :n rajoitus joko aktiivisesti (*active clamping*) tai passiivisilla kytkentäsuojapiireillä (*snubber circuit*). Kirjallisuusviitteistä mainittakoon, että esimerkiksi [6, 22, 43] sisältävät varsin hyviä katsauksia IGBT:n suojaukseen liittyvistä asioista. Seuraavassa esitellään joitakin tärkeimpiä oikosulkuvalvontamenetelmiä ja tapoja toteuttaa IGBT:n pehmeä sammutus.

4.4.1 Jännitteen u_{CE} mittaukseen perustuva oikosulkuvalvonta

Yleisin tapa toteuttaa IGBT:n oikosulkuvalvonta perustuu IGBT:n kollektori–emitteri-jännitteen mittaamiseen (*desaturation detection*). Valvonta aktivoituu, jos transistori on ohjattu johtavaan tilaan ja u_{CE} ylittää normaalin saturaatiojännitteen $U_{CEsat} \approx 2 \dots 3$ V riittävällä marginaalilla. Tämä perustuu siihen, että IGBT siirtyy aktiivialueelle, kun kollektorivirta kasvaa riittävän suureksi.

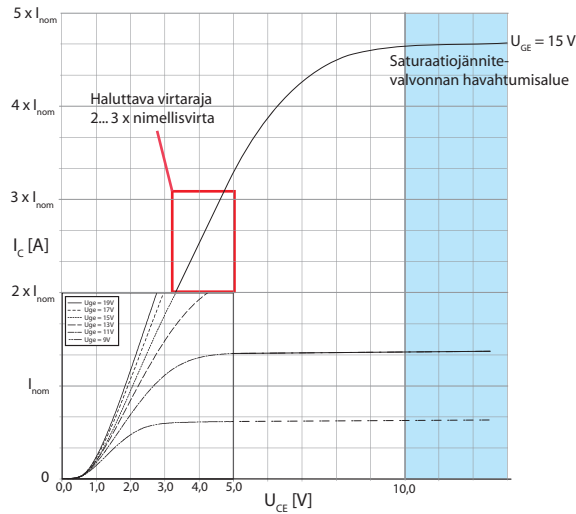
Kuvassa 29 on esitetty eräs tapa toteuttaa saturaatiojännitevalvonta. Siinä valvontapiiri liittyy IGBT:n apukollektoriin suurjännitediodin D_1 ja vastuksen R_1 kautta. Kun IGBT on johtavana, D_1 pitää komparaattorin ei-kääntävän tulon alle referenssijännitteen U_{ref} . Jos kollektori-jännite nousee tarpeeksi suureksi, D_1 menee estotilaan ja vakiovirtalähde varaa kondensaattorin C_{BL} kohti hilaohjaimen käyttöjännitettä U_{CC} . Kondensaattorilla C_{BL} ja vakiovirtalähteellä I_{Desat} saadaan muodostettua IGBT:n sytytystä välittömästi seuraava maskiaika, jonka aikana valvonta ei voi havahtua. Maskiaika tarvitaan, jos U_{ref} on vakio, koska kollektori–emitteri-jännite ei saavuta saturaatiojännitettä välittömästi hilajännitteen nousureunan jälkeen. Pienjännitteisillä IGBT:illä ($U_{CES} < 1700$ V_{DC}) referenssijännite U_{ref} on tyypillisesti 10 V ja maskiajan pituus on noin 1 μ s. Suuremmissa jänniteluokissa IGBT:n kollektori–emitteri-jännite tyypillisesti saavuttaa hitaammin saturaatiojännitteen, joten tällöin U_{ref} voi olla jopa puolet pääpiirin DC-jännitteestä.

Edellä kuvatusta saturaatiojännitevalvonnasta on lukuisia variaatioita. Yksinkertaisuutensa takia tämän tyyppistä oikosulkusuojausmenetelmää hyödynnetään useimmissa integroiduissa hilaohjainpiireissä. Referenssijännite, johon u_{CE} :tä verrataan, saattaa olla joko vakio, tai kytkentähetkillä muuttuva signaali. Jälkimmäisessä tapauksessa sytytyksen jälkeistä maskiaikaa ei periaatteessa tarvita. Liityntä IGBT:n kollektoriin voidaan tehdä suurjännitediodin sijasta vastuksilla, jolloin vältytään mahdollisilta diodin liitoskapasitanssin aiheuttamilta ongelmilta [43]. Komparaattorina voidaan käyttää myös optoerotinta, jolloin vikasignaalin galvaaninen erotus IGBT:n emitteripotentiaalista tulee tehtyä samalla komponentilla.



Kuva 29: Eräs tapa toteuttaa IGBT:n saturaatiojännitteen mittaamiseen perustuva oikosulkuvalvonta [43]. Kun IGBT on sammutettuna, kytkimellä S_1 puretaan kondensaattori C_{BL} ja samalla estetään valvontaa aktivoitumasta.

Merkittävin heikkous edellä kuvatussa saturaatiovalvonnassa on, että se reagoi vasta IGBT:n siirryttyä aktiivialueelle. Tämä tarkoittaa sitä, että kollektorivirran täytyy kasvaa vähintään noin nelinkertaiseksi nimellisvirtaan verrattuna, ennen kuin valvonta voi havahtua. Asiaa on havainnollistettu kuvassa 30. Toivottavampaa olisi, että oikosulkusuojauksen virtaraja voitaisiin asettaa vapaasti esimerkiksi 2...3-kertaiseen nimellisvirtaan, jolloin IGBT:ssä oikosulun aikana syntyvä tehohäviö muodostuisi pienemmäksi ja komponentin säilyminen ehjänä olisi todennäköisempää.



Kuva 30: Periaatteellinen IGBT:n virta-jännite-käyrästä, jota on jatkettu oikosulkuvirtaa vastaavalle alueelle asti. Jos U_{CEsat} -valvonnan jänniteraja on 10 V, varjostettu alue kuvaa sitä aluetta, jossa valvonta voi havahtua.

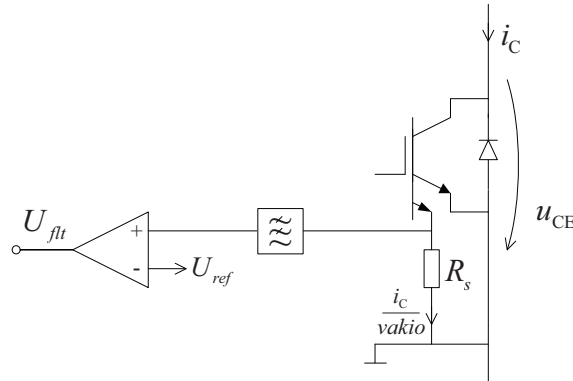
Saturaatiojännitevalvonta voi havahtua turhaan, jos vaihtosuuntaajan lähtövirrassa on suuresta kapasitiivisesta kuormasta johtuvia virtapiikkejä, joiden aikana IGBT:t käyvät hetkellisesti aktiivialueella [43]. Jännitteessä u_{CE} voi lisäksi esiintyä

normaalista poikkeavia transientteja sellaisessa tilanteessa, jossa virta kommutoituu saman tehopuolijohdekytkimen diodilta IGBT:lle (vrt. III-tyypin oikosulku). Tällainen tilanne on mahdollinen esimerkiksi jännitevälipiirillisessä vaihtosuuntaajassa moottorikuormalla vaihevirran nollakohdan ylityksen hetkellä [43]. Maskiajan suurentaminen tai ylimääräisten suodatusten lisääminen u_{CE} mittaukseen hidastavat oikosulkusuojauksen toimintaa ja heikentävät siis sen suorituskkyä.

4.4.2 Virranmittaus-IGBT:llä toteutettu oikosulkuvalvonta

IGBT:n oikosulku- ja ylivirtasuojaus voidaan toteuttaa myös virtapeiliin perustuvan virranmittauksen avulla. Siinä varsinaisen suojattavan transistorin kollektorin ja hilan rinnalle lisätään virta-jännite-riippuvuudeltaan samanlainen aputransistori. Parhaaseen lopputulokseen päästään, jos tämä tehdään suoraan puolijohdekomponenttitasolla. Tällaisia virtapeilillä varustettuja IGBT-komponentteja kutsutaan nimellä *current sense IGBT* ja ne saattavat sisältää myös integroidun lämpötilanturin.

Aputransistorin emitterivirta on vain murto-osa tehotransistorin virrasta. Se voidaan muuttaa jännitesignaalksi virranmittausvastuksen R_s avulla, kuten kuvassa 31 on tehty. Tällaisen oikosulkuvalvonnan hyvänä puolena on, että transistorin ei tarvitse siirtyä aktiivialueelle, jotta suojaus voisi havahtua. Virtapeiliin perustuvaa valvontamenetelmää käytetään yleisesti niin sanotuissa älykkäissä tehomoduuleissa (IPM, *intelligent power module*), jotka sisältävät integroidun hilaohjaimen suojaustoimintoineen [9, 43].



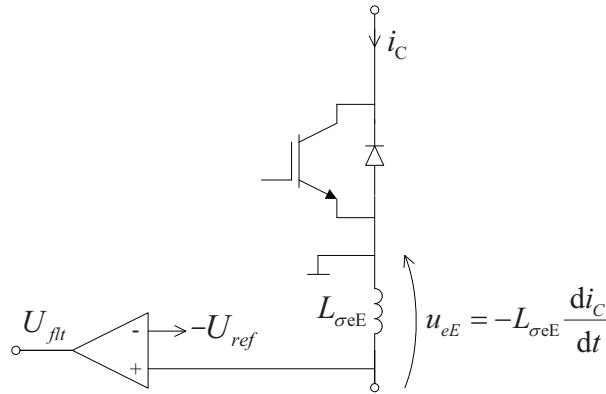
Kuva 31: Virtapeilin avulla toteutettavan oikosulkuvalvonnan toimintaperiaate [43]. Virranmittausvastuksen R_s yli vaikuttava jännite on verrannollinen virtaan i_C . Tässä esimerkissä mitattava jännitesignaali alipäästösuodatetaan ennen vertailua referenssijännitteeseen.

Vastuksen R_s yli muodostuva jännite on tyypillisesti alle 100 mV, joten kysymyksessä on suhteellisen heikko signaali, mikä vaikeuttaa käytännön toteutusta. Tyypillisesti kuvan 31 kytkentä vaatii toimiakseen maskiajan, kuten saturaatiojännitevalvontakin, koska kytkentähetkellä aputransistorin emitterijännitteessä voi esiintyä transientteja IGBT-komponentin sisäisten kapasitanssien takia [34]. Sammutuksen yhteydessä syntyvä transientti voidaan vaimentaa estämällä valvonta, kun

hilaajassignaali on sammutusta vastaavassa tilassa. Virtapeilin sisältäviä IGBT-komponentteja valmistetaan pääasiassa < 100 A nimellisvirralle, koska sen kokoluokan IGBT:t ovat yleisiä IPM:ssä. Lukuunottamatta asiakaskohtaisesti suunniteltuja moduuleita, keski- ja suuritehoisissa tehomoduuleissa ei yleisesti käytetä virtapeilin sisältäviä IGBT-komponentteja.

4.4.3 Kollektorivirran muutosnopeuteen perustuva oikosulkuvalvonta

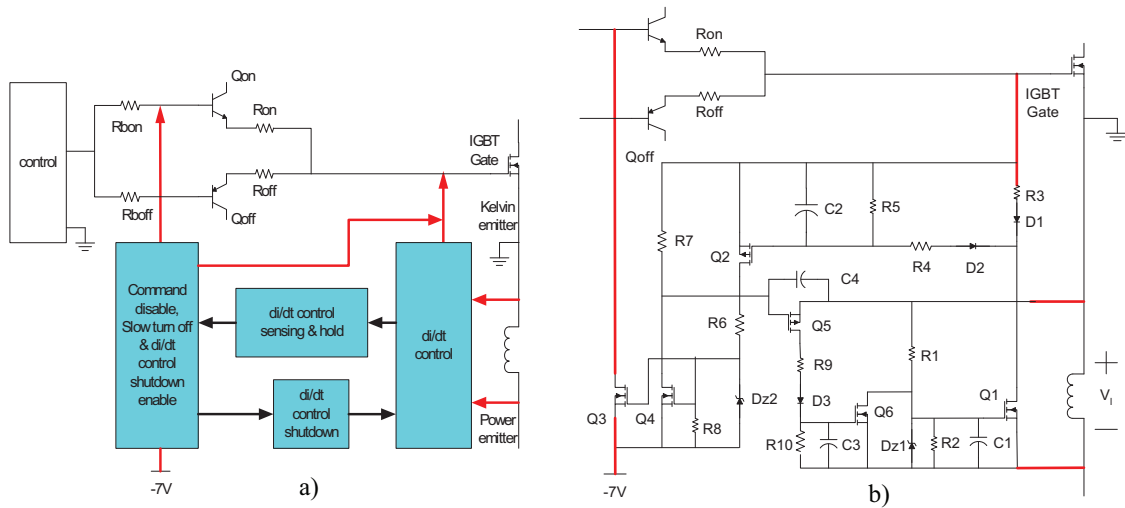
Varsinkin tehoasteen sisäisissä oikosuluissa $\frac{di_C}{dt}$ voi olla normaalia sytytystä suurempi. Tätä voidaan käyttää hyväksi nopeiden oikosulkuvikojen havaitsemisessa. Virran muutosnopeuden mittaamisessa voidaan hyödyntää apuemitterin ja tehoemitterin välisen hajainduktanssin $L_{\sigma eE}$ jännitettä, kuten kuvaan 32 on merkitty. Virran nousureunalla indusoituva jännite u_{eE} on negatiivinen apuemitteriin nähden, joten komparaattorikytkennässä sitä verrataan negatiiviseen referenssjännitteeseen $-U_{ref}$. Jos jännite u_{eE} on negatiivisempi kuin referenssjännite, valvonta havahtuu.



Kuva 32: Emitteri-hajainduktanssin $L_{\sigma eE}$ jännitehäviötä hyödyntävä oikosulkuvalvonta [25]. Kollektorivirran nousureunalla syntyvä jännite u_{eE} on negatiivinen verrattuna apuemitterin potentiaaliin, joten komparaattori käyttää negatiivista vertailujännitettä $-U_{ref}$.

Normaalin sytytyksen yhteydessä $L_{\sigma eE}$:hen indusoituva jännite ei saa aiheuttaa suojauksen aktivoitumista. Tämä vaikeuttaa I-tyypin oikosulun havaitsemista, koska $\frac{di_C}{dt}$ on siinä samaa luokkaa normaalin sytytyksen kanssa. Sen sijaan II-tyypin oikosulussa $\frac{di_C}{dt}$ voi olla tavallista suurempi, koska IGBT on valmiiksi johtavassa tilassa, eikä tulokapasitanssin varautuminen rajoita virran nousunopeutta. Kuvan 32 tyyppinen valvonta ei myöskään havaitse vikaa, jos oikosulkuvirta kasvaa hitaasti, mikä on merkittävä puute. Se voidaan paikata yhdistämällä saturaatiojännitevalvonta samaan hilaajaimeseen, mutta siinä tapauksessa $\frac{di_C}{dt}$ -valvonnalla saadaan aikaan vain pieni-induktanssisen II-tyypin oikosulun nopeampi havaitseminen. Saavutettava hyöty olisi siis lähes olematon, koska IGBT siirtyisi joka tapauksessa melko nopeasti aktiivialueelle, jolloin saturaatiojännitevalvonta havahtuu. Parempaan lopputulokseen päästään, jos hajainduktanssin jännitehäviötä käytetään pienentämään hilaajännitettä. Tällöin kysymyksessä on IGBT:n $\frac{di_C}{dt}$ -rajoitus, tai takaisinkytketty säätö, kuten seuraavassa esimerkissä.

Lähteessä [12] esitettyssä kytkennässä (kuva 33), hajainduktanssin jännitettä suodatetaan $R1:n$, $R2:n$ ja $C1:n$ muodostamalla alipäästösuodattimella. Suodattimen aikavakio on valittu siten, että normaali sytytys ei aiheuta MOSFET:in $Q1$ kynnysjännitteen ylitystä. Transistorin $Q1:n$ syttyessä suojaus aktivoituu. Passiivinen alipäästösuodatin käyttäytyy korkeilla taajuuksilla kuten integraattori, joten suojauksen aktivoituminen perustuu paremminkin kollektorivirran tasoon kuin sen muutosnopeuteen. Kun oikosulku on havaittu kuvan 33 kytkennässä, hilaohjain alkaa säätää $\frac{di_C}{dt}$:tä takaisinkytketyn säädön avulla. Valvontakytkennän olennaisin ongelma on, että sen herkkyys riippuu oikosulkuvirran nousunopeudesta, koska mitä hitaammin kollektorivirta kasvaa sitä pienemmän jännitteen se indusoi hajainduktassiin. Tästä syystä valvonta ei havahdu hitaassa oikosulussa.

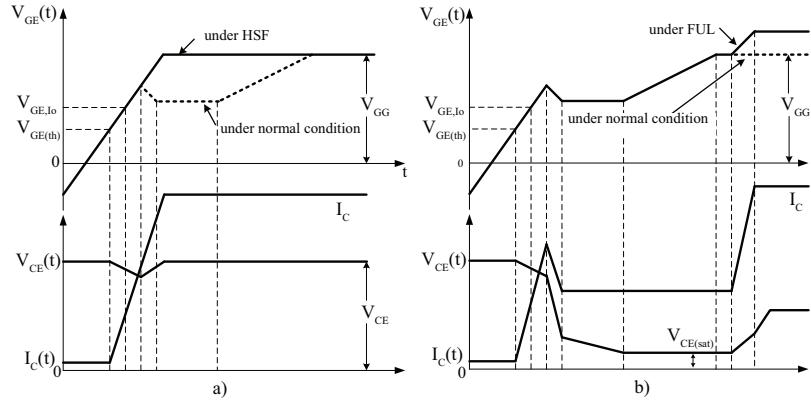


Kuva 33: Huangin ym. esittämässä kytkennässä IGBT:n di/dt -säätö aktivoituu, kun alipäästösuodatettu emitteri-induktanssin jännite ylittää transistorin $Q1$:n kynnysjännitteen [12]. Vasemmalla lohkokkaavio a) ja oikealla ehdotettu toteutus b).

4.4.4 Hilajännitteeseen tai -varaukseen perustuva oikosulkuvalvonta

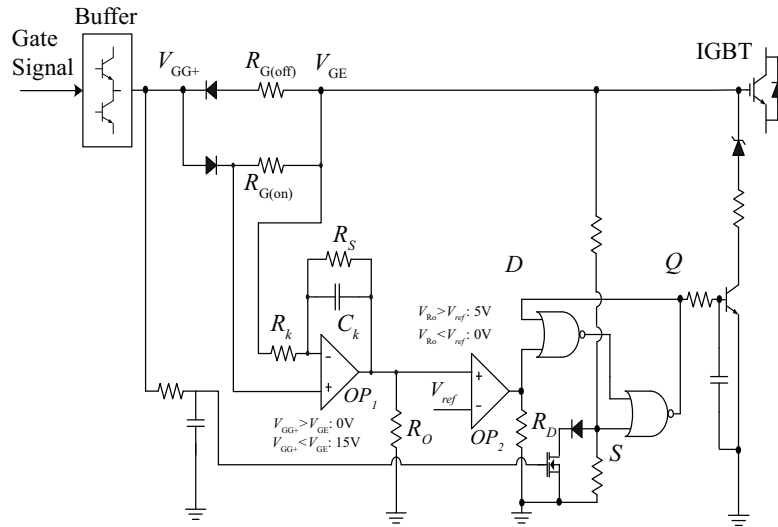
Oikosulun havatseminen voidaan tehdä myös analysoimalla IGBT:n hilajännitettä, tai sytytyksen yhteydessä IGBT:n tulokapasitanssiin siirtyvää hilavarausta. Kuten kuvasta 34 nähdään, oikosulkuvika muuttaa hilajännitteen käyrämuotoa verrattuna normaaliin sytytykseen. I-tyypin oikosulussa (kuva 34 a) hilajännitteessä ei esiinny mainittavaa Miller-tasannetta, mikäli oikosulkuinduktanssi on pieni. Tämän seurauksena IGBT:n tulokapasitanssiin sytytyksen yhteydessä siirtyvä varaus on normaalia pienempi. II-tyypin oikosulussa (kuva 34 a) hilajännite ylittää hetkellisesti pysyvän tilan arvon, kun kollektori-emitteri-jännite kasvaa äkillisesti IGBT:n siirtyessä saturaatiosta aktiivialueelle.

Hilavaraus voidaan mitata esimerkiksi integroimalla ulkoisen hilavastuksen yli vaikuttavaa jännitettä, kuten esimerkiksi Park ym. ehdottavat lähteessä [30] (Kuva 35). Siinä raportoitujen simulaatioiden perusteella tällä menetelmällä pystytään



Kuva 34: Eri tyyppisten oikosulkuvikojen (ks. kohta 4.2) vaikutus hilajännitteeseen. I-tyypin oikosulussa (kuva a) Miller-tasanne puuttuu, tai se on normaalia lyhyempi. II-tyypin oikosulussa (kuva b) hilajännite nousee pysyvän tilan jännitettä suuremmaksi. Kuva muokattu lähteestä [30].

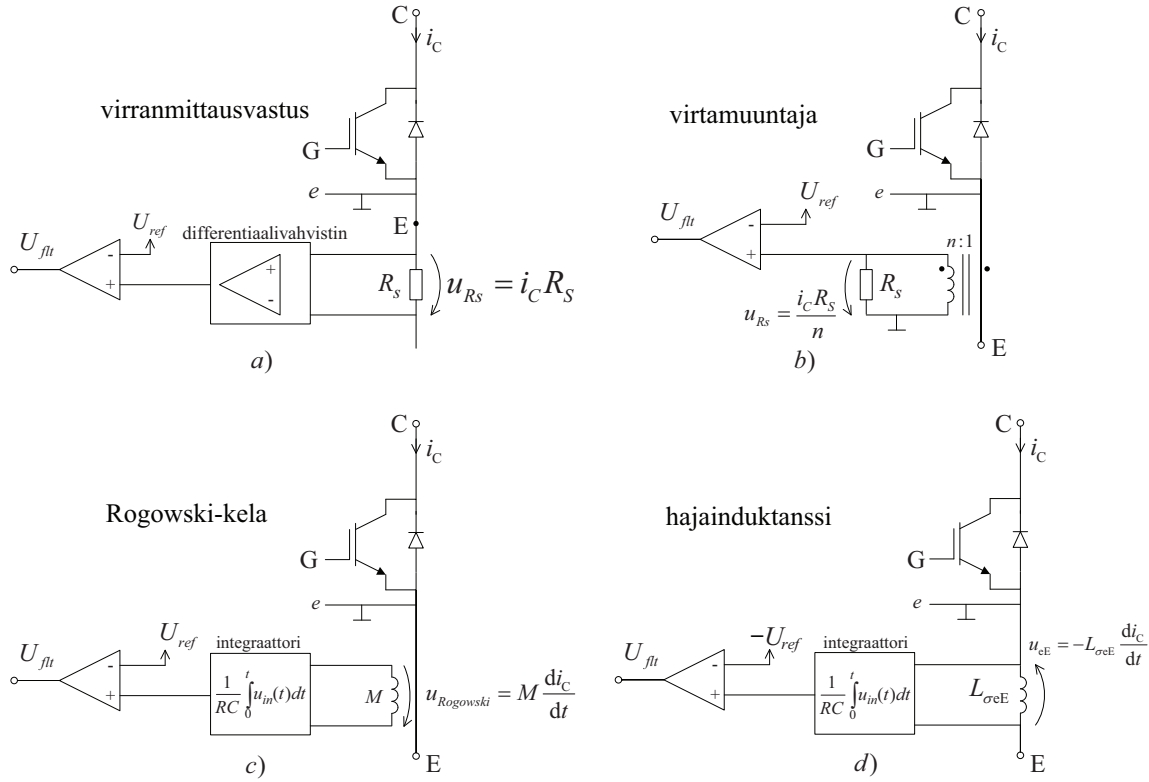
havaitsemaan sekä I- että II-tyypin oikosulkuja, jos oikosulkuinduktanssi on pieni. Menetelmän soveltumista hitaiden oikosulkujen havaitsemiseen ei ole näytetty.



Kuva 35: Parkin ym. kytkenässä [30] hilavaraus mitataan integroimalla vastuksen $R_{G(on)}$ jännitehäviötä. Myös hilajännitteen tasoa käytetään II-tyypin oikosulun havaitsemisessa.

Yasan ym. kytkenässä [47] hilavaruksen mittausta tehdään virtapeilin ja kondensaattorin avulla (Kuva 36). Hilaohjaimen pääteasteen virtaan verrannollinen virta varaa kondensaattoria C_M . Näin muodostuvaa jännitettä V_{QG} verrataan analogisella komparaattorilla hilaohjauksen mukaan muuttuvaan referenssijännitteeseen V_{ref} ja vertailun tuloksena saadaan vikatieto.

Blancon ym. [32] ratkaisussa valvonta perustuu u_{GE} :n Miller-tasanteen pituuden mittaamiseen. Jos se on normaalia lyhyempi, vika tulkitaan (I-tyypin) oikosuluksi. Jos tasanne on tavallista pidempi, tulkitaan se avoimen piirin viaksi. Kytkentä vaatii suhteellisen monimutkaisen analogiakytkennän, eikä sen ole näytetty soveltuvan II-



Kuva 37: Oikosulkuvalvonnan toteutus erilaisia virranmittausmenetelmiä käyttämällä.

nisesti kestävä. Parhaimmillaan tällainen litteä Rogowski-kela vie hyvin vähän tilaa, mutta riippuu paljon tehomodulin muodosta voidaanko kela asentaa haluttujen virtaliittimien ympärille. [31]

Tässä työssä tutkitaan virranmittausmenetelmää, joka perustuu tehomodulin hajainduktanssien hyödyntämiseen (kuva 37 d). Vastaavaa ovat esittäneet sovellettavaksi IGBT:n oikosukusuojauksessa ainakin John ym. [15] ja Wang ym. [44]. Kollektorivirtaan verrannollinen jännite saadaan tuotettua integroimalla apuemitin ja tehoemitin välisen hajainduktanssin jännitettä. Menetelmän etuna on pieni tilan tarve ja Rogowski-kelaa vastaava nopeus. Huonona puolena on, ettei mittauspiiri ole galvaanisesti erotettu pääpiiristä. Kytkeä pitää lisäksi mitoittaa käytännössä kokeellisesti kullekin tehomodulityypille, koska hajasuureiden arvot vaihtelevat moduulityypistä toiseen. Mittaustarkuutta huonontaa moduulin parasiittisten resistanssien lämpötilariippuus, mikä on huomioitava mitoituksessa. Luvussa 5 kerrotaan tarkemmin tässä työssä käytetystä kollektorivirran mittausmenetelmästä ja sen avulla toteutetusta oikosulkuvalvonnasta.

4.4.6 Pehmeä sammutus

Oikosulkuvalvonnan havahduttua IGBT pitää sammuttaa siten, että kollektori-emitteri-jännite ei ylitä puolijohdekomponentille ilmoitettua suurinta sallittua arvoa U_{CES} . Jänniterasitusta saadaan pienennettyä hidastamalla kollektorivirran muutosnopeutta sammutuksen yhteydessä. Tyypillisesti virran muutosnopeuteen vaikutte-

taan joko muuttamalla hilavastusta tai sammutusjännitettä.

Normaalissa sammutuksessa sammutusjännite U_{Goff} kytketään hilalle transistorin johtaessa, jonka seurauksena kollektori-emitteri-jännite alkaa aluksi kasvaa. Kun se on saavuttanut syöttöjännitteen U_{DC} , kollektorivirta pienenee nopeasti. Jännitteen U_{DC} ylittävän transientin ΔU_{CE} suuruuteen vaikuttaa kollektorivirran muutosnopeus, hajainduktanssit ja rinnakkaisdiodin syttymishetken jännitepiikki (*forward recovery voltage*): $\Delta U_{CE} = L_{\sigma} \cdot \frac{di_c}{dt} + U_{FRM}$ [20]. Hajainduktanssiin L_{σ} sisältyy jännitevälipiirillisen vaihtosuuntaajan tapauksessa DC-kiskoston, välipiirikondensaattorin ja IGBT-moduulin sisäiset induktanssit. Kuvassa 38 on esitetty yksinkertainen simulointimalli, jossa taajuusmuuttajan pääpiiriä on mallinnettu keskitetyillä piirielementeillä. Mallin avulla on tutkittu, miten IGBT:n ohjauksella voidaan vaikuttaa transistorin jänniterasitukseen sammutuksen yhteydessä. Simuloinneissa käytetyt parametriarvot on listattu taulukkoon I.

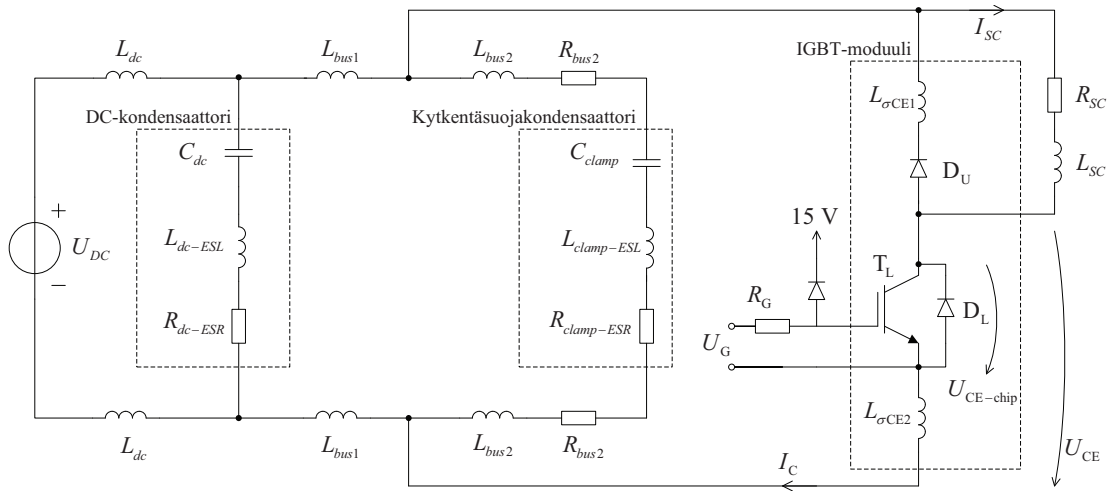
KytKentäsuojakondensaattorin C_{clamp} tehtävänä on osaltaan vaimentaa sammutuksessa syntyvää jännitepiikkiä transistorin yli. Se on otettu osaksi simulointeja, jotta tulokset vastaisivat paremmin todellista tilannetta. Fyysisesti kytKentäsuojakondensaattori on liitetty tehomodulin rinnalle DC-liittimiin. Kun virta kommutoituu kuvan 38 tapauksessa alahaaran IGBT:ltä ylähaaran diodille, kytKentäsuojakondensaattori tarjoaa pieni-impedanssisen reitin DC-kiskoston induktanssiin L_{bus1} ja välipiirikondensaattori sisäiseen induktanssiin L_{dc-ESL} indusoituvalle jännitetransientille. Tarkempi kytKentäsuojakondensaattorin analyysi sivuutetaan tässä tapauksessa, koska simuloinneissa tutkittiin hilaohjauksen vaikutusta IGBT:n jänniterasitukseen.

Taulukko I: Kuvan 38 simulointimallin parametrit.

U_{DC}	880 V	C_{DC}	8,8 mF
L_{DC}	100 nH	C_{clamp}	1 μ F
L_{bus1}	2 nH	$R_{clamp-ESR}$	10 m Ω
L_{bus2}	15 nH	R_{bus2}	100 $\mu\Omega$
$L_{\sigma CE1}$ ja $L_{\sigma CE2}$	≈ 20 nH	R_{DC-ESR}	2 m Ω
L_{DC-ESL}	13,33 nH	R_{SC}	1 m Ω
$L_{clamp-ESL}$	20 nH	L_{SC}	1 μ H
IGBT	IGC99T120T6RM-L2v1	Diodi	IDC51D120T6M-L2

Hilavastuksen kasvattaminen

Perinteisesti pehmeä sammutus on saatu aikaan purkamalla hilavaraus huomattavasti normaalia hilavastusta suuremman resistanssin kautta. Esimerkiksi lähteessä [43] pehmeällä sammutuksella tarkoitetaan nimenomaan tätä menetelmää. Aiemmin esitetyn yhtälön (13) mukaan, hilavastusta kasvattamalla voidaan periaatteessa lieventää virran laskureunaa. Tämä onnistuuakin kohtalaisen hyvin planaarisella hilalla varustettujen IGBT:iden tapauksessa. Kuitenkaan nykyisin yleisesti käytössä olevien Trench-FS-IGBT:den käyttäytymiseen sammutuksessa ei voida vaikuttaa näin suoraviivaisesti.

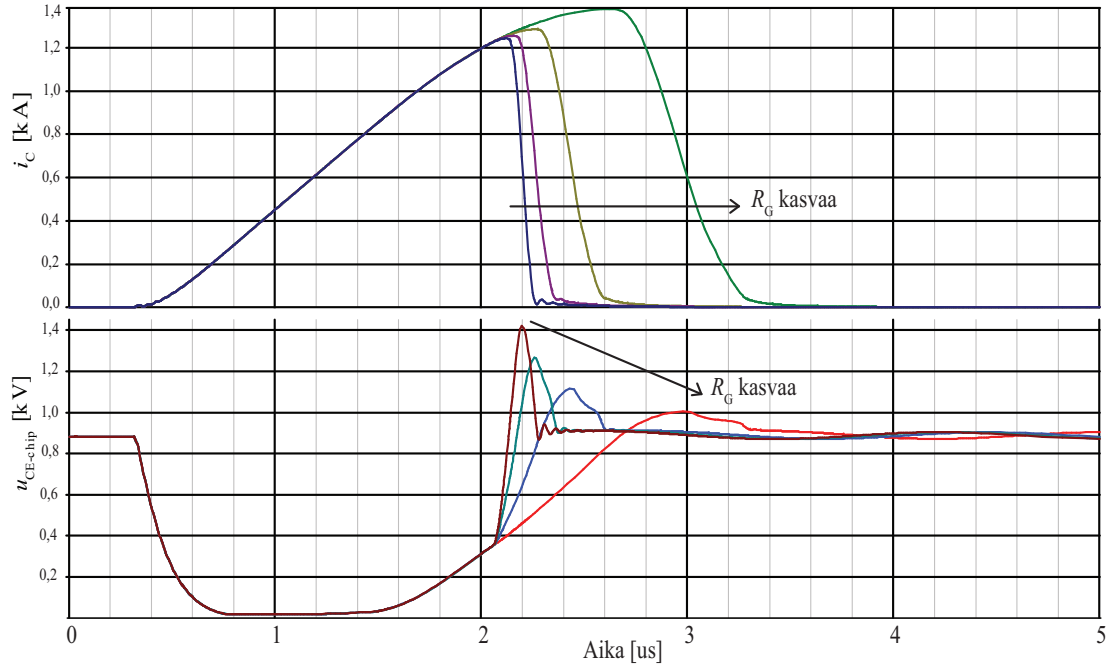


Kuva 38: Piirikaavio simulointimallista, jonka avulla tutkittiin hilaohjauksen vaikutusta transistorin jänniterasitukseen oikosulkuvirran sammutuksessa. IGBT-komponentin yli vaikuttava $U_{CE\text{-chip}}$ ei ole suoraan mitattavissa käytännössä, mutta simulointimallissa se saadaan mitattua. Teholiittimien välinen jännite U_{CE} on mitattavissa myös käytännössä.

Hilavastuksen kasvattamisen vaikutus IGBT:n jänniterasitukseen nähdään kuvasta 39, jossa kohtalaisen hitaan oikosulkuvirran katkaisua on simuloitu kuvan 38 simulointimallilla. Kun hilavastusta kasvatetaan, transistorin sammuminen viivästyy, minkä vuoksi oikosulkuvirran huippuarvo ja virtapulssin pinta-ala kasvavat. Kuvan 39 tapauksessa transistori on jo osittain siirtynyt aktiivialueelle kun sammutus aloitetaan, mutta ei kuitenkaan ole vielä saavuttanut välipiirijännitettä U_{DC} . Varsinkin vanhempien IGBT-teknologioiden tapauksessa normaali sammutus tässä tilanteessa saattaa aiheuttaa IGBT:n sisäisen tyristorin syttymisen (*dynamic latch up*) [20]. Yksi ratkaisu tähän on se, että annetaan u_{CE} :n kasvaa ensin välipiirijännitteeseen ja aloitetaan sammutus vasta sitten. Silloin kuitenkin transistorin virta voi kasvaa tarpeettoman suureksi, mikä lisää oikosulkuvian yhteydessä syntyvää tehohäviötä ja ylikuumenemisriskiä.

Hilajännitteen muuttaminen

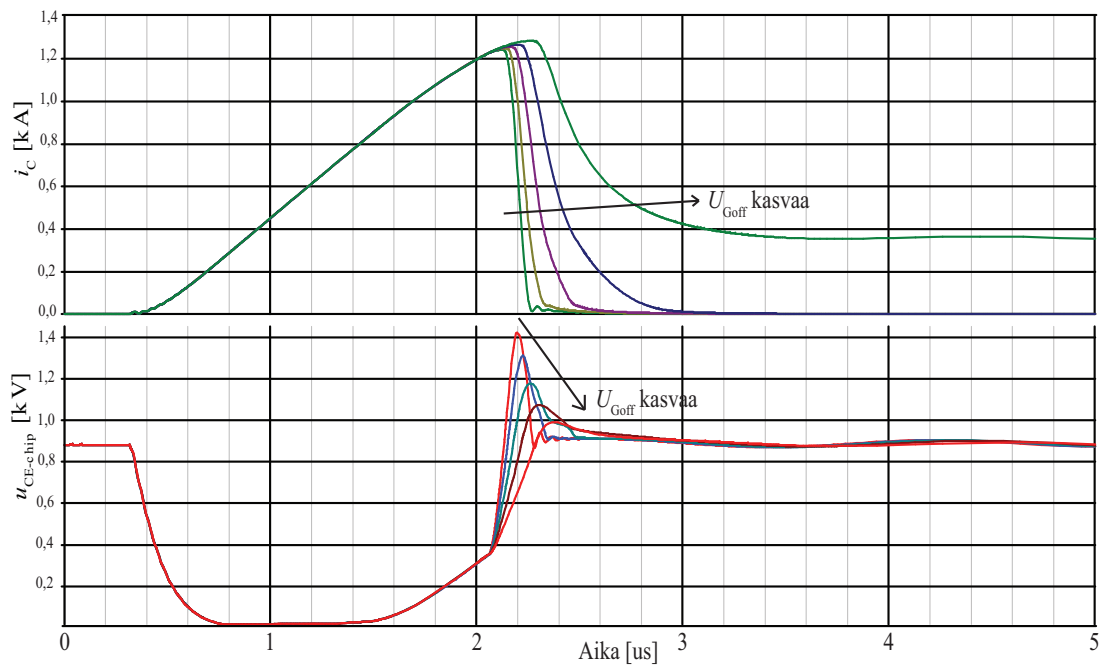
Hilavastuksen kasvattamisen sijasta IGBT:n virta voidaan katkaista pehmeästi myös muuttamalla sammutusjännitettä. Eräs versio tästä menetelmästä on niin sanottu kaksitasoinen sammutus (*two level turn off*) [43]. Siinä sammutus tehdään portaittain ohjausjännitetason U_{Gtlo} avulla, jolle pätee $U_{Gon} > U_{Gtlo} > U_{Goff}$. Tyypillisesti U_{Gtlo} on suurempi kuin kynnysjännite $U_{GE(th)}$, jotta sammutuksessa syntyvä jännitetransientti vaimenisi riittävästi. Sopiva jännitetaso ja kesto aika U_{Gtlo} :lle täytyy hakea kokeellisesti, koska ne riippuvat sovelluskohteesta. Lähteessä [43] annetaan alkuarvoiksi $U_{Gtlo} = +11$ V ja kesto aika $t_{tlo} = 1$ μ s. Kun hilajännite alennetaan tyypillisestä johtavan tilan arvosta $+15$ V esimerkiksi arvoon $+11$ V, IGBT siirtyy nopeammin aktiivialueelle kollektorivirran kasvaessa. Samalla IGBT:n oikosulkuvirta rajoittuu pienemmäksi, koska aktiivialueella kollektorivirta määräytyy hilajännitteen mukaan. Lopullinen sammutus tehdään ohjausjännitteellä U_{Goff} .



Kuva 39: Simuloitu hilavastuksen arvon vaikutus IGBT:n jänniterasitukseen oikosulkuvirran katkaisussa. $R_G = 3, 10, 30$ ja 100Ω . $U_{DC} = 880 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $L_{SC} = 1 \mu\text{H}$, $R_{SC} = 1 \text{ m}\Omega$ ja $I_N = 300 \text{ A}$.

Eräissä integroiduissa hilaohjainpiireissä kaksitasoinen sammutus on jatkuvasti käytössä. Sen haittana ovat jonkin verran lisääntyneet tehohäviöt ja ohjaussuhteen vääristymä, mikä pitää kompensoida viivästäamalla sytytysreunaa t_{tlto} :n verran. Suuritehoisissa sovelluksissa, joissa pienetkin hyötysuhteen parannukset ovat merkittäviä, on järkevämpää käyttää kaksitasoista sammutusta vain vikatilanteen selvittämiseen.

Sammutusjännitteen vaikutusta Trench-FS-IGBT:n jänniterasitukseen on havainnollistettu kuvassa 40. Siinä asetelma on vertailun vuoksi sama kuin kuvassa 39, mutta varioitavana suureena on hilavastuksen sijaan sammutusjännite. Se vastaisi kaksitasoisen sammutuksen ohjausjännitettä U_{Gtlto} , mutta simuloinneissa tämä jännite on jätetty pysyvästi päälle. Jos verrataan kuvia 39 ja 40, niin jänniterasituksen kannalta samanarvoiset sammutukset poikkeavat jonkin verran toisistaan. Esimerkiksi kollektorivirran huippuarvo 100Ω hilavastusta käytettäessä on suurempi kuin sammutuksessa, joka suoritetaan $+9 \text{ V}$ ohjausjännitteellä. Ohjausjännitteen muuttaminen hilavastuksen sijaan vaikuttaa siis tehokkaammalta keinolta rajoittaa IGBT:n oikosulkuvirta.



Kuva 40: Simuloitu sammutusjännitteen vaikutus IGBT:n jänniterasitukseen oikosulkuvirran katkaisussa. $U_{Goff} = -15, -7, 0, +5$ ja $+9$ V. $R_G = 3 \Omega$, $U_{DC} = 880$ V, $T_{vj} = 125$ °C, $L_{SC} = 1 \mu\text{H}$, $R_{SC} = 1 \text{ m}\Omega$ ja $I_N = 300$ A.

tässä toteutuksessa tarvitse tuoda erillistä signaalia potentiaalarajapinnan yli, mikä vähentää erotuskomponenttien määrää.

Signaalin *FLT* ollessa 1-tilassa, XOR-piiri invertoi *SOTO*-signaalin erimerkkiseksi *PWM*-signaaliin verrattuna. Analoginen summain muodostaa näistä ohjausjännitteen U_{Gtlo} , joka sammuttaa IGBT:n tavallista hitaammin. Jännitetasot voisivat olla esimerkiksi $U_{Gon} = +15$ V, $U_{Gtlo} = 0$ V ja $U_{Goff} = -15$ V. Operaatiovahvistimen ei-kääntävän tulon jännitteellä voidaan tehdä ohjausjännitteiden tasonsiirto. Esimerkiksi, jos halutaan että $U_{Gtlo} = 10$ V, siirtyy myös sammutusjännitteen taso saman verran: $U_{Goff} = -5$ V. Sytytysjännite rajoittuu tässä tapauksessa hilaohjaimen positiiviseen apujännitteeseen.

Virranmittaus on toteutettu kuvan 41 kytkennässä kääntävän integraattorin avulla, joten oikosulkuvalvonnan vertailujännite U_{ref} on positiivinen, eikä komparaattori tarvitse kaksipuoleista käyttöjännitettä. Koko kytkentä olisi periaatteessa mahdollista sijoittaa tehomodulin päälle kiinnitettävälle adapteripiirikortille, mutta käytännössä se voi tuottaa tilanahtautta.

Kuvan 41 kytkennässä on hyvää se, että tarvittavien erotuskomponenttien määrä on mahdollisimman pieni, mikä lisää luotettavuutta. Yhdestä ohjaussignaalista seuraa kuitenkin se, että IGBT:n hilaohjaimelle voidaan välittää vain normaalin sytytyksen ja sammutuksen ajankohdat, jos mitään erillisiä modulointitekniikoita ei käytetä. Ylemmän tason ohjain ei siis voi esimerkiksi pakottaa IGBT:tä ulkopuolelta pehmeään sammutukseen, mikä on merkittävä puute.

Toinen hyvä puoli alkuperäisessä kytkennässä on sen nopeus, joka johtuu siitä, että oikosulkuvirran katkaisu tehdään itsenäisesti IGBT:n apuemitterin potentiaalissa olevan piirin toimesta. Jos vikatieto pitäisi kierrättää ylemmän tason ohjaimen kautta, erotuskomponenteista ja signaalin prosessoinnista aiheutuisi lisäviivettä. Toisaalta esimerkiksi hilaohjainpiireissä käytettävien optoerottimien kulku-aika-viiveet ovat luokkaa 100...200 ns, joten suhteessa tyypilliseen IGBT:n oikosulun kesto-aikaan (≈ 10 μ s) optoerottimista aiheutuva lisäviive on pieni.

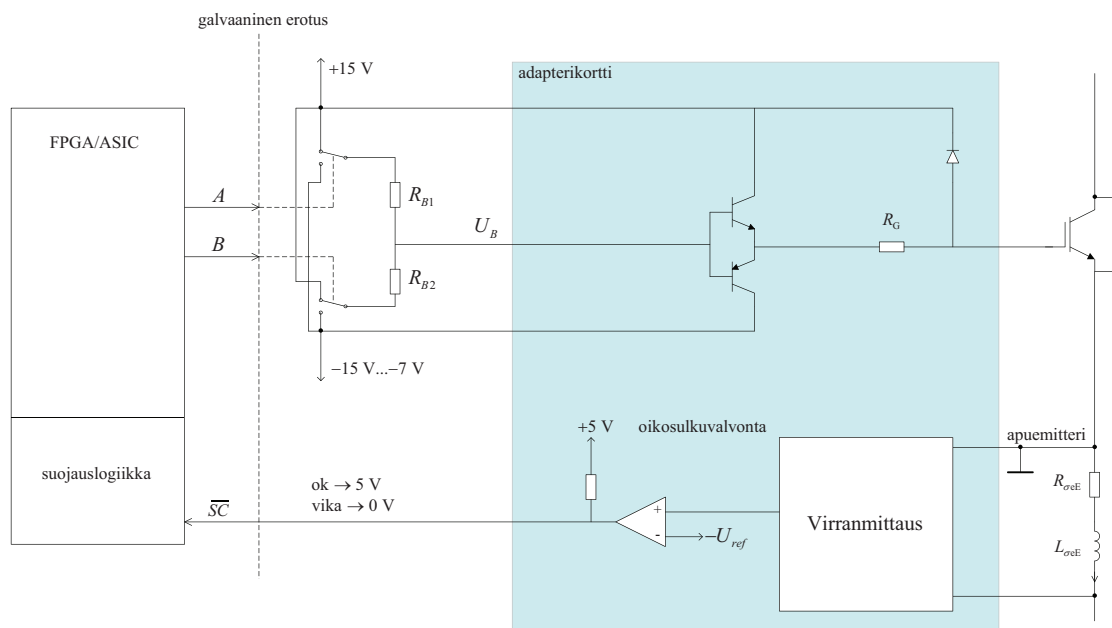
Aika, joka kuluu oikosulun havaitsemisesta suojausreaktioihin lisää riskiä, että IGBT sammutetaan normaalilla ohjausjännitteellä, vaikka kollektorivirta on RB SOA rajojen ulkopuolella. Jos tämä riski halutaan minimoida, ylemmän tason ohjaussignaali pitää prosessoida IGBT:n apuemitterin potentiaalissa, kuten alkuperäisessä ehdotuksessa on tehty. Toinen vaihtoehto on yrittää tehdä mahdollisimman viiveetön galvaanisesti erotettu signaalitie adapterikortin ja ylemmän tason ohjaimen välille.

Alkuperäisen kytkennän autonomisuus oikosulun aikana tuottaa ongelmia, joiden takia muun muassa suojauslogiikkaa päädyttiin lopulta muuttamaan. Vian ollessa aktiivisena ulkoisella ohjauksella ei nimittäin voida vaikuttaa mitenkään IGBT:n ohjaukseen. Tästä syystä pehmeässä sammutuksessa käytettävä jännitetaso U_{Gtlo} täytyy mitoittaa niin pieneksi, että kollektorivirta jää pysyvästi alle oikosulkuvalvonnan virtarajan. Kun näin tapahtuu, suojauslogiikka saadaan nollattua sytytystä vastaavalla ohjauspulssin reunalla. Lopullinen sammutus voidaan tehdä vain, jos *FLT* signaali on saatu kuitattua. Johdonmukaisempaa olisi kuitata vika sammutusta vastaavalla ohjaussignaalin reunalla, mikäli se on pakko tehdä ohjaussignaalin avulla.

Operaatiovahvistimen käyttö eräänlaisena DA-muuntimena kuvan 41 mukaisesti on suhteellisen monimutkainen ja potentiaalisesti häiriöaltis ratkaisu. Operaatiovahvistin olisi perusteltu, jos hilaohjaimeen sisältyisi jonkinlainen IGBT:n dynaaminen säätö, mutta kolme kiinteää ohjausjännitettä voidaan muodostaa IGBT:n hilalle paljon yksinkertaisemminkin. Tasonsiirto operaatiovahvistimen ei-kääntävän tulon jännitettä muuttamalla vaikuttaa kaikkiin ohjausjännitetasoihin U_{Gon} , U_{Gtlo} ja U_{Goff} , joten pelkän pehmeän sammutuksen jännitteen U_{Gtlo} muuttaminen tasonsiirrolla ei ole mahdollista. Vastusten toleranssit, sekä signaalien $SOTO$ ja \overline{PWM} jännitetasot, vaikuttavat suoraan IGBT:n ohjausjännitteisiin. Varsinkin U_{Gon} ja U_{Goff} olisi hyvä sitoa mahdollisimman kiinteästi hilaohjaimen apujännitteisiin.

5.2 Modifioitu kytkentä

Edellä esitetyn kytkennän jatkokehittelyssä on pyritty pienentämään erilliskomponenttien määrää etenkin tehomodulin päälle tulevalle adapterikortilla, koska siinä käytettävissä olevaa pinta-alaa on niukasti. Tämän lisäksi adapterikortilla sijaitsevat komponentit joutuvat toimimaan kohtalaisen korkeassa lämpötilassa, mikä voi lyhentää niiden elinikää. Alkuperäisestä modifioitu oikosulkusuojauskytkentä on esitetty kuvassa 42. Suojauslogiikka sijoitetaan ylemmän tason ohjaimeen, joka voi olla esimerkiksi uudelleen konfiguroitava FPGA-piiri. Tästä on se etu, että suojauslogiikka voidaan tehdä edellä esitettyä monimutkaisemmaksi kasvattamatta kuitenkaan komponenttimäärää. Muutokset suojauslogiikkaan voidaan tehdä muuttamalla logiikkakonfiguraatiota, mikä on huomattavasti käytännöllisempää kuin erilliskomponenteilla toteutetun kytkennän muuttaminen.



Kuva 42: Alkuperäisestä modifioitu kytkentä.

Alkuperäinen idea siitä, että ohjaus tehtäisiin vain yhden galvaanisesti erotetun signaalin avulla, ei tuo niin merkittävää hyötyä että siinä kannattaisi pysyä. Sel-

keämpi ratkaisu on käyttää kahta galvaanisesti erotettua binääristä ohjaussignaalia A ja B . Tällöin operaatiovahvistimella toteutettu summain voidaan korvata yksinkertaisemmalla kytkennällä, joka koostuu kahdesta vaihtokytkimestä ja vastusten R_{B1} ja R_{B2} muodostamasta jännitteenjakajasta. Tämä hilaohjainratkaisu on esitetty eurooppalaisessa patentissa EP2216905B1 [29]. Signaaleilla A ja B ohjataan vaihtokytkimiä, joiden asentojen kombinaatioilla voidaan tuottaa enintään neljä eri U_B :n jännitetasoa. Käytännössä vain kolmea näistä tarvitaan kaksitasoisessa sammutuksessa. IGBT:n ohjausjännite saadaan vähentämällä virtavahvistimen transistorien kanta-emitteri-jännitehäviö ($\approx 0,7$ V) jännitteestä U_B . Kytkennän etuna on, että U_{Gon} ja U_{Goff} määräytyvät hilaohjaimen apujännitteiden mukaan, mutta U_{Gtto} voidaan asettaa vapaasti vastusten R_{B1} ja R_{B2} avulla.

5.3 Tehomoduulin hajasuureita hyödyntävä virranmittaus

Kuten kuvassa 42 esitetään, virranmittaus tehdään IGBT-moduulin apu- ja tehoemitterin välisen jännitehäviön u_{eE} avulla. Tämä virtatie sisältää resistanssia, jota kuvataan vastuksella $R_{\sigma eE}$ ja induktanssia, josta käytetään merkintää $L_{\sigma eE}$. Alustavissa tutkimuksissa mitattiin käytännössä erään IGBT-moduulin jännitettä u_{eE} , jotta saatiin tietoa sen suuruusluokasta. Kuvassa 43 on esitetty kaksoispulssikokeella tuotettuja käyrämuotoja sytytyshetkellä kolmella eri kuormavirran arvolla. Käyristä voidaan arvioida induktanssin $L_{\sigma eE}$ suuruus virran nousunopeuden ja jännitteen u_{eE} avulla:

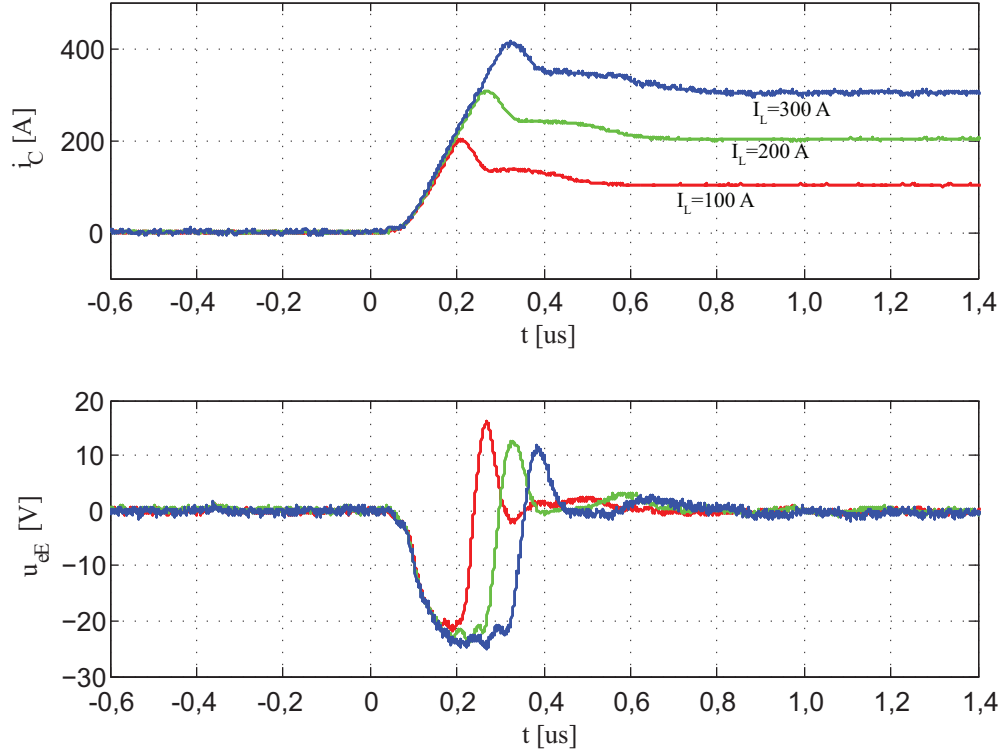
$$L_{\sigma eE} \approx \frac{-u_{eE}}{di_C/dt}. \quad (17)$$

Resistanssi $R_{\sigma eE}$ puolestaan voidaan määrittää esimerkiksi syöttämällä tehomoduulin alahaaran rinnakkaisdiodin läpi tasavirtaa säädettävästä virtalähteestä ja mitaamalla samanaikaisesti jännitettä u_{eE} . Pienestä resistanssista johtuen tasavirran pitää käytännössä olla useita ampeereita, jotta syntyvän jännitehäviön voi mitata yleismittarilla.

Virran I_C ja jännitteen U_{eE} välinen taajuustason siirtofunktio $Z_{\sigma eE}(s)$ on

$$Z_{\sigma eE}(s) = \frac{U_{eE}(s)}{I_C(s)} = -(R_{\sigma eE} + sL_{\sigma eE}). \quad (18)$$

Sen itseisarvo on yhtä suuri kuin hajasuureiden impedanssi. Negatiivinen etumerkki johtuu siitä, että jännitteet referoidaan apuemitterin potentiaaliin, jolloin IGBT:n johtaessa (positiivinen virran suunta) jännite u_{eE} on negatiivinen. Amplitudivaste $|Z_{\sigma eE}(s)|$ on ylipäästötyyppinen, siten että kulmataajuutta $\omega_\sigma = R_{\sigma eE}/L_{\sigma eE}$ suuremmilla taajuuksilla vahvistus kasvaa 20 dB/dekadi. Vahvistuksen määrää pääosin $R_{\sigma eE}$, kun $\omega < \omega_\sigma$ ja $L_{\sigma eE}$, kun $\omega > \omega_\sigma$. Virranmittauskytkennän tarkoituksena on muokata tätä taajuusvastetta siten, että halutulla taajuusalueella vahvistus pysyy vakiona. Tähän päästään joko suodattamalla jännitettä u_{eE} passiivisella RC-alipäästösuodattimella, tai muokkaamalla taajuusvastetta RC-suodattimen ja aktiivisen operaatiovahvistinkytkennän yhdistelmällä.



Kuva 43: Kokeellisesti mitattu IGBT:n sytytyksessä syntyvä jännitehäviö u_{eE} . Jännite on referoitu apuemitterin potentiaaliin, joten virran kasvaessa u_{eE} on negatiivinen. Tehomoduli: FF300R12ME4 (300A/1200 V), $I_L = 300$ A, 200 A ja 100 A, $U_{Gon} = 15$ V, $U_{Goff} = -15$ V, $R_G = 3,3 \Omega$, $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$.

5.3.1 Passiivinen alipäästösuodin

Passiivisella RC-alipäästösuodattimella, joka koostuu resistanssista R_f ja kapasitanssista C_f , virranmittauksen siirtofunktioksi tulee

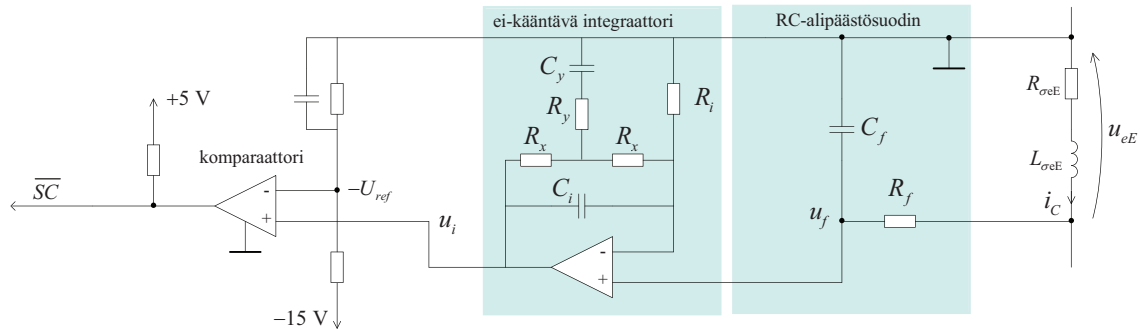
$$\frac{U_f(s)}{I_C(s)} = -\frac{R_{\sigma eE} + sL_{\sigma eE}}{1 + sR_f C_f} = -R_{\sigma eE} \frac{(1 + sL_{\sigma eE}/R_{\sigma eE})}{(1 + sR_f C_f)} = -R_{\sigma eE} \frac{(1 + s\tau_\sigma)}{(1 + s\tau_f)}. \quad (19)$$

Jos alipäästösuodattimen aikavakio $\tau_f = R_f C_f$ valitaan täsmälleen samaksi kuin haasuureiden aikavakio $\tau_\sigma = L_{\sigma eE}/R_{\sigma eE}$, vahvistus on yhtäsuuri kuin resistanssi $R_{\sigma eE}$. Tällöin virranmittaus on ideaalinen taajuusvasteen tasaisuuden suhteen, mutta se pätee vain silloin kun aikavakiot on sovitettu täydellisesti. Vastus $R_{\sigma eE}$ on tyypillisesti suuruudeltaan miliohmiluokkaa, joten virranmittauksen vahvistus muodostuu mitoituksella $\tau_f = \tau_\sigma$ hyvin pieneksi. Esimerkiksi vahvistus -60 dBΩ tarkoittaa jännitteen ja virran suhdetta 1:1000 (V/A).

Passiivisella suodattimella toteutetun virranmittauksen vahvistusta voidaan kasvattaa mitoittamalla $\tau_f < \tau_\sigma$, mutta silloin taajuusvasteesta tulee ylipäästötyyppinen. Suojauksen kannalta se merkitsee, että nopea oikosulku havaittaisiin herkemmin kuin hitaasti kasvava oikosulkuvirta. Tämä riittäisi todennäköisesti tehoasteoikosulkujen havaitsemiseen, mutta esimerkiksi pitkän kaapelin päässä tapahtuva oikosulku saattaisi jäädä havaitsematta tarpeeksi ajoissa.

5.3.2 Aktiivinen integraattori

Passiivisen alipäästösuodattimen ja aktiivisen operaatiovahvistinkytkennän yhdistelmällä, joka on esitetty kuvassa 44, voidaan virranmittauksen alarajataajuus saada pienemmäksi kuin pelkällä passiivisella suodattimella. Virranmittauksen tasainen taajuusvaste on toivottava ominaisuus jotta oikosulkuvalvonnan virtaraja olisi sama riippumatta virran nousunopeudesta. Signaalin tasoon voidaan vaikuttaa tässä tapauksessa vapaammin, koska matalien taajuuksien vahvistus ei määrydy pelkästään vastuksen $R_{\sigma eE}$ mukaan. Tämän aktiiviseen integraattoriin perustuvan mittauskytkennän periaate on lähteestä [11], jossa vastaavaa kytkentää on käytetty laajakaistaisten Rogowski-mittapäiden signaalinmuokkauksessa.



Kuva 44: Virranmittauskytkentä koostuu aktiivisesta ei-kääntävästä integraattorista ja passiivisesta alipäästösuodattimesta.

Kuvan 44 kytkennässä suurilla taajuuksilla integroinnista vastaa passiivinen alipäästösuodatin ja pienillä taajuuksilla ei-kääntävä alipäästötyyppinen operaatiovahvistinkytkentä (*low-pass shelving amplifier*). Yksinkertaisuuden vuoksi tästä operaatiovahvistinkytkennästä käytetään nimitystä *ei-kääntävä aktiivinen integraattori* vaikka todellisuudessa sen käyttäytyminen poikkeaa huomattavasti ideaalisesta integraattorista. Aktiivinen integraattori voidaan toteuttaa joko invertoivana tai ei-invertoivana. Näistä jälkimmäinen on dynaamisilta ominaisuuksiltaan parempi ja soveltuu paremmin korkeataajuisiin sovelluksiin [11], joten siksi sitä käytetään tässä työssä.

Aktiivisen mittauskytkennän siirtofunktio

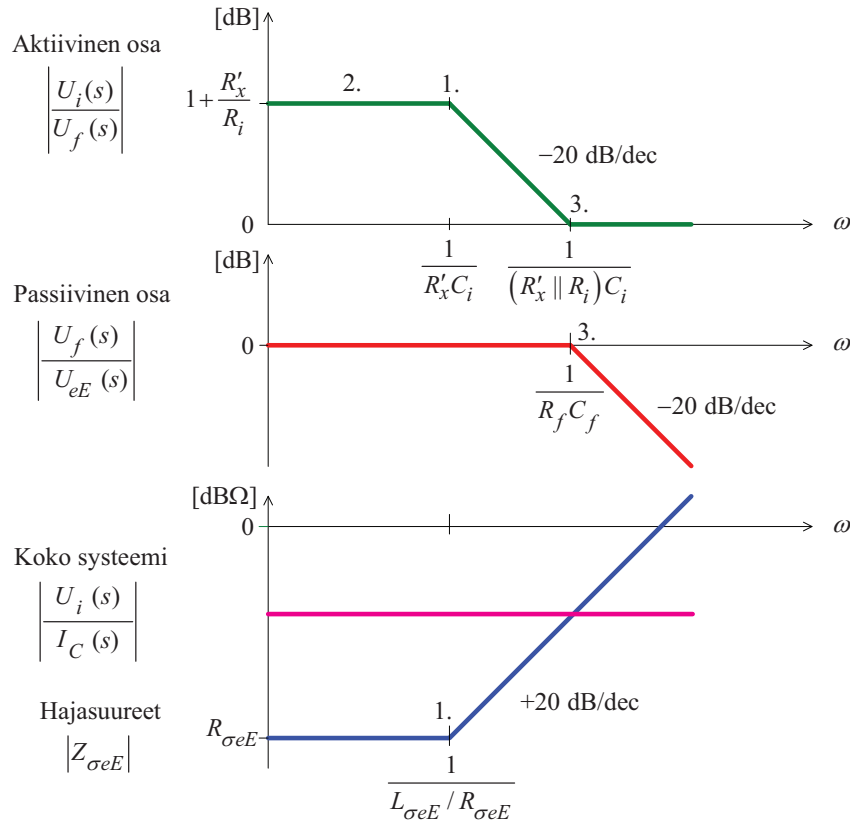
Edellä esitettyyn kuvaan 44 merkityillä komponenteilla C_y ja R_y voidaan tarvittaessa pienentää matalien taajuuksien vahvistusta. Mittauskytkennän perusidean esittäminen on kuitenkin selkeämpää jos C_y ja R_y jätetään pois tarkastelusta. Tässä työssä toteutetulle prototyyppiipiirilevyllä varattiin paikat C_y :lle ja R_y :lle, mutta niitä ei kuitenkaan kalustettu. Aktiivisen osan siirtofunktio $G_i(s)$ on siis ilman C_y :tä ja R_y :tä

$$G_i(s) = \frac{U_i(s)}{U_f(s)} = 1 + \frac{R'_x \parallel 1/sC_i}{R_i} = \left(1 + \frac{R'_x}{R_i}\right) \frac{1 + s(R'_x \parallel R_i)C_i}{1 + sR'_xC_i}, \quad (20)$$

missä $R'_x = 2R_x$. Aktiivisen osan siirtofunktio koostuu näin ollen vakiovahvistuksesta $G_{DC} = 1 + (R'_x/R_i)$, nollasta aikavakiolla $\tau_{iz} = (R'_x \parallel R_i)C_i$ ja navasta aikavakiolla $\tau_{ip} = R'_x C_i$. Näitä merkintöjä käyttämällä koko virranmittauskytkennän siirtofunktio G_{tot} on

$$G_{tot}(s) = \frac{U_i(s)}{I_C(s)} = -R_{\sigma eE} \underbrace{\left(1 + \frac{R'_x}{R_i}\right)}_{2.} \underbrace{\frac{(1 + \overset{1.}{s\tau_\sigma})}{(1 + \underset{3.}{s\tau_f})}}_{3.} \underbrace{\frac{(1 + \overset{3.}{s\tau_{iz}})}{(1 + \underset{1.}{s\tau_{ip}})}}_{1.} \quad (21)$$

Yhtälöön (21) on merkitty järjestysnumeroilla mitoituksen eri vaiheet. Ensiksi aktiivisen integraattorin napaa vastaava aikavakio $\tau_{ip} = R'_x C_i$ valitaan samaksi kuin $\tau_\sigma = L_{\sigma eE}/R_{\sigma eE}$ (1.). Sitten mitoitetetaan vahvistus G_{DC} johon voidaan vaikuttaa vastuksella R_i (2.). Tämän jälkeen operaatiovahvistimen nollaa vastaava aikavakio τ_{iz} on myös määrätty, jonka kanssa passiivisen suodattimen aikavakio τ_f on lopuksi sovitettava esimerkiksi vastusarvoa R_f muuttamalla (3.). Kuva 45 havainnollistaa virranmittauspiirin toimintaperiaatetta piirin eri osien amplitudivasteiden avulla.



Kuva 45: Aktiiviseen integraattoriin perustuvan virranmittauskytkennän toimintaperiaate taajuustasossa. Alimpana on tehomodulin hajasuureista aiheutuvan siirtofunktion amplitudivaste. Sen ylipäästötyyppinen taajuuskäyttäytyminen kompensoidaan korkeilla taajuuksilla passiivisella alipäästösuodattimella (toiseksi ylin käyrä) ja matalilla taajuuksilla aktiivisella operaatiovahvistinkytkennällä (ylin käyrä). Kuvaan on merkitty eri osien 3 dB rajataajuuudet ja niihin liittyvät mitoituksen vaiheet viitaten yhtälöön (21).

Simulaatioiden ja käytännön kokeilujen perusteella hyvä lähtökohta piirin mitoitukseen on $\tau_f \approx 0,1 \cdot \tau_\sigma$. Aikavakio τ_f pitää olla niin suuri, että operaatiovahvistimen tulojännite pysyy apujännitteiden välissä. Toisaalta liian suuri τ_f pienentää signaalin tasoa turhaan, mistä voi aiheutua ongelmia häiriöisessä ympäristössä. Kapasitanssi C_f kannattaa valita niin suureksi, että esimerkiksi operaatiovahvistimen tulokapasitanssin vaikutus jää suhteessa merkityksettömäksi. Aikavakioiden viritys tapahtuu käytännössä vastusarvoja muuttamalla, koska vastuksia on saatavilla lukuarvoiltaan useamman suuruusluokan kuin kondensaattoreita.

Integraattorin kyllästyminen

Eräs kiinnostava kysymys aktiivista integraattoria käytettäessä on, että voiko se kyllästyä esimerkiksi operaatiovahvistimen siirrosjännitteen (*offset voltage*) vaikutuksesta. Ideaalisella integraattorilla staattinen vahvistus on ääretön, joten pienikin DC-komponentti sen tulossa riittää ajan mittaan kyllästämään lähtöjännitteen. Integraattorin kyllästyminen voidaan estää nollaamalla se säännöllisesti esimerkiksi C_i :n rinnalle kytketyllä JFET:llä [31]. Tämä menetelmä ei kuitenkaan ole käyttökelpoinen tässä sovelluksessa, koska nollauksen aikana oikosulkuvalvonta olisi hetkelisesti pois käytöstä. Tässä työssä käytetyn operaatiovahvistinkytkennän staattinen vahvistus on kuitenkin rajallinen: $G_{DC} = 1 + (R'_x/R_i)$. Kun se mitoitetaan pieneksi (<10), mahdollinen DC-komponentti vahvistuu vain vähän, eikä integraattorin kyllästyminen ole.

Mittauspiirin kaistanleveys

Virranmittauspiiriltä vaadittavaa kaistanleveyttä voidaan arvioida kuvassa 43 esitettyjen kollektorivirran käyrämuotojen avulla. Signaalin nousuaika t_r on määritelty siten, että se on aika joka kuluu signaalin muutoksessa 10 %:stä 90 %:een lopullisesta arvosta. Tällöin yhden navan sisältävälle dynaamiselle systeemille nousuajan ja 3 dB:n kaistanleveyden f_{3dB} välinen yhteys saadaan yhtälöstä [38]

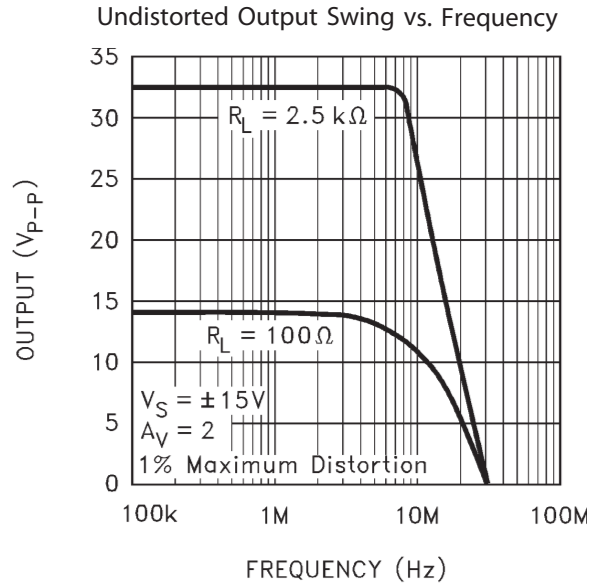
$$t_r = \frac{\ln 10 - \ln \frac{10}{9}}{2\pi f_{3dB}} \approx \frac{0,35}{f_{3dB}}. \quad (22)$$

Tämä siis kertoo mikä on yhden navan sisältävän systeemin nousuaika askelmaisella herätteellä kun systeemin kaistanleveys tiedetään. Mitä suurempi kaistanleveys sitä nopeammin lähtösignaali seuraa herätettä. Käytännössä mittausjärjestelmän kaistanleveyden on oltava noin 5...10 kertaa suurempi kuin herätesignaalin nousuaikaa vastaava arvo, jos ollaan kiinnostuneita toistamaan signaalin käyrämuoto tarkasti.

Kuvan 43 käyrässä, joka on saatu 300 ampeerin kuormavirralla, nousuaika on noin 200 ns, jota vastaava kaistanleveys on $0,35/200 \text{ ns} = 1,75 \text{ MHz}$. Jos halutaan mitata käyrämuoto kohtuullisella tarkkuudella, mittauspiirin kaistanleveyden on oltava useita megahertsejä. Käytettävän operaatiovahvistimen yksikkövahvistuksen taajuuden on oltava suurempi kuin haluttava kaistanleveys, mikä on huomioitava komponenttivalintaa tehdessä.

Operaatiovahvistimen *slew rate*

Mittauspiirin nopeutta rajoittaa myös operaatiovahvistimen suurin mahdollinen lähtöjännitteen muutosnopeus SR (*slew rate*). Datalehdissä voidaan esittää kuvan 46 mukaisesti suurin säröytymätön lähtöjännite taajuuden funktiona. Varsinkin yleiskäyttöisillä operaatiovahvistimilla SR muodostuu helposti kaistanleveyttä rajoittavaksi tekijäksi jos lähtöjännitteen vaihteluväli on suuri. Tässä työssä operaatiovahvistimeksi valittiin tyyppi jonka yksikkövahvistuksen taajuus ja SR ovat suuria. Valinnassa hyödynnettiin piirisimulaattoria, jonka avulla voitiin helposti kokeilla eri tyyppisiä operaatiovahvistimia.



Kuva 46: Erään operaatiovahvistimen SR :n (*slew rate*) vaikutus korkeiden taajuuksien toistoon [14]. Käyrät kuvaavat suurinta vaihteluväliä jonka sinimuotoinen lähtöjännite voi saavuttaa säröytymättä eri taajuuksilla.

5.3.3 Parasiittisen vastuksen $R_{\sigma E}$ lämpötilariippuvuus

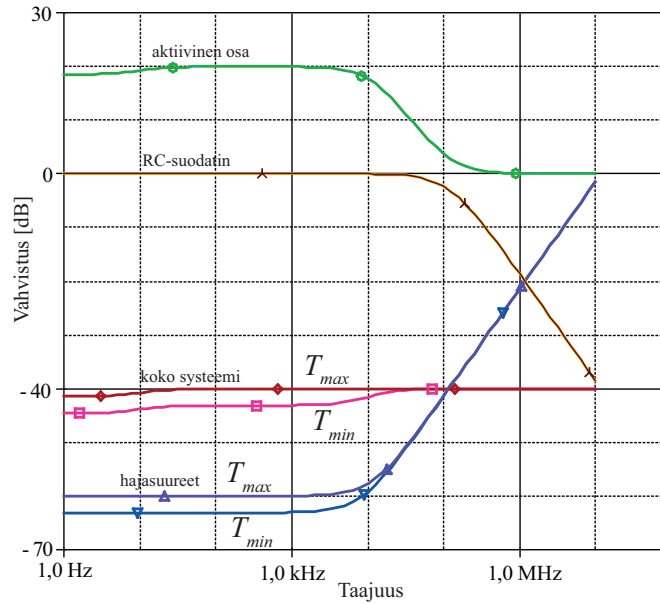
Resistanssi $R_{\sigma E}$ aiheutuu tehomodulin kuparisten ja alumiinisten johtimien resistiivisyydestä. Metallijohtimen resistanssi R tietyssä lämpötilassa T saadaan yhtälöstä

$$R = R_{20} (1 + \beta(T - T_{20})), \quad (23)$$

missä R_{20} on johtimen resistanssi lämpötilassa 20 °C, β metallin resistiivisyyden lämpötilakerroin ja $(T - T_{20})$ lämpötilan muutos. Sekä kuparille että alumiinille pätee huoneenlämpötilassa $\beta \approx 0,004 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [36, s. 702]. Tämän perusteella resistanssin $R_{\sigma E}$ arvo voi kasvaa noin 1,5-kertaiseksi lämpötilan muuttuessa 20 °C:sta 150 °C:een. Huomattava parametrivaihtelu vaikuttaa haitallisesti saavutettavaan mittaustarkkuuteen. Lämpötilakompensoinnin toteuttaminen ei ole realistista, koska se edellyttäisi, että moduulin sisällä olisi lämpöanturit jokaisen mitattavan emittarin yhteydessä. Vastaavaa ongelmaa ei ole Rogowski-kelaan perustuvassa virran-

mittauksessa, koska siinä kelaan indusoituva sähkömotorinen voima syntyy induktiivisen kytkennän kautta, johon lämpötilalla ei ole merkittävää vaikutusta.

Parasiittisen resistanssin vaihtelun vaikutusta virranmittauksen toimintaan on havainnollistettu kuvassa 47. Siinä on simuloitu PSpice-piirisimulaattorilla virranmittauskytkentää kahdella eri $R_{\sigma eE}$:n arvolla. Piiri on mitoitettu siten, että koko systeemin amplitudivaste on tasainen kuvitteellisessa maksimilämpötilassa T_{max} jolloin $R_{\sigma eE}$ on suurimmillaan. Jos tämä resistanssi pienenee, amplitudivahvistus pienenee vastaavasti matalilla taajuuksilla. Oikosulkuvalvonnasta tulee näin mitoitettuna siis epäherkempi tehomodulin lämpötilan ollessa matala.



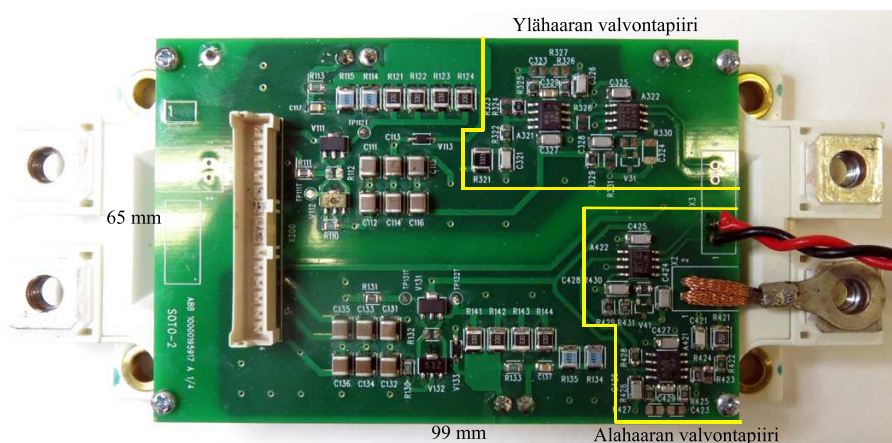
Kuva 47: Resistanssin $R_{\sigma eE}$ vaihtelun vaikutus virranmittauksen amplitudivasteeseen. Käyrät on simuloitu PSpice ohjelmalla seuraavilla komponenttiarvoilla: $L_{\sigma eE} = 13,5$ nH, $R_{\sigma eE} = 1$ m Ω (T_{max}) ja 0,7 m Ω (T_{min}), $R_f = 1350$ Ω , $C_f = 1$ nF, $R_i = 1350$ Ω , $C_i \approx 1$ nF, $R_x = 5$ k Ω , $R_y = 15$ k Ω ja $C_y = 1$ μ F.

6 Käytännön toteutus ja mittaukset

Työn kokeellisessa osuudessa toteutettiin tehomodulin päälle liitettävä piirilevy, eli hila-adapteri. Sen avulla tutkittiin toimiiko ehdotettu virranmittauksen periaate käytännössä ja voiko sitä hyödyntää oikosulkusuojauksessa edellä kuvatulla tavalla. Aineiston rajaamiseksi tässä työssä käsitellään vain alahaaraa koskevia tuloksia. Sähköisiä testejä tehtiin aluksi testipenkeissä, jolla suoritettiin kaksoispulssikokeita virranmittauspiirin virittämiseksi. Sen jälkeen suoritettiin varsinaisia oikosulkukokeita, jotka tehtiin taajuusmuuttajalla.

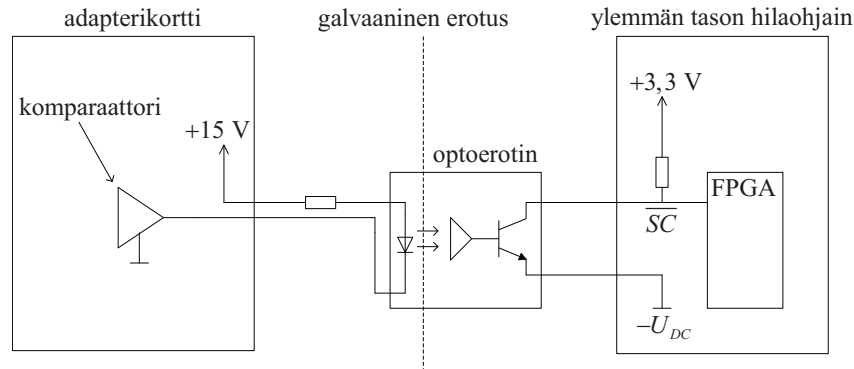
6.1 Prototyyppi

Kuvassa 48 näkyy prototyyppipiirilevy joka on asennettu tehomodulin päälle. Se sisältää kuvan 42 varjostetun alueen toiminnallisuudet, eli hilaohjaimen pääteasteen ja oikosulkuvalvontapiirin. Tämän adapterikortin pohjana käytettiin erästä olemassa olevaa hila-adapteria, johon lisättiin valvontapiirin vaatimat komponentit. Piirilevy on nelikerroksinen ja se on suunniteltu PADS-ohjelmistolla. Adapterikortista haluttiin mekaanisesti ja sähköisesti yhteensopiva olemassa olevan tuotteen kanssa, jotta prototyypin testaaminen taajuusmuuttajassa olisi helpompaa. Koska oikosulkuvalvonnan vaatimat komponentit mahtuvat suhteellisen pienelle alalle, alkuperäisen piirilevyn ulkomittoja ei tarvinnut muuttaa.



Kuva 48: Prototyyppi asennettuna FF300R12ME4 tehomoduliin.

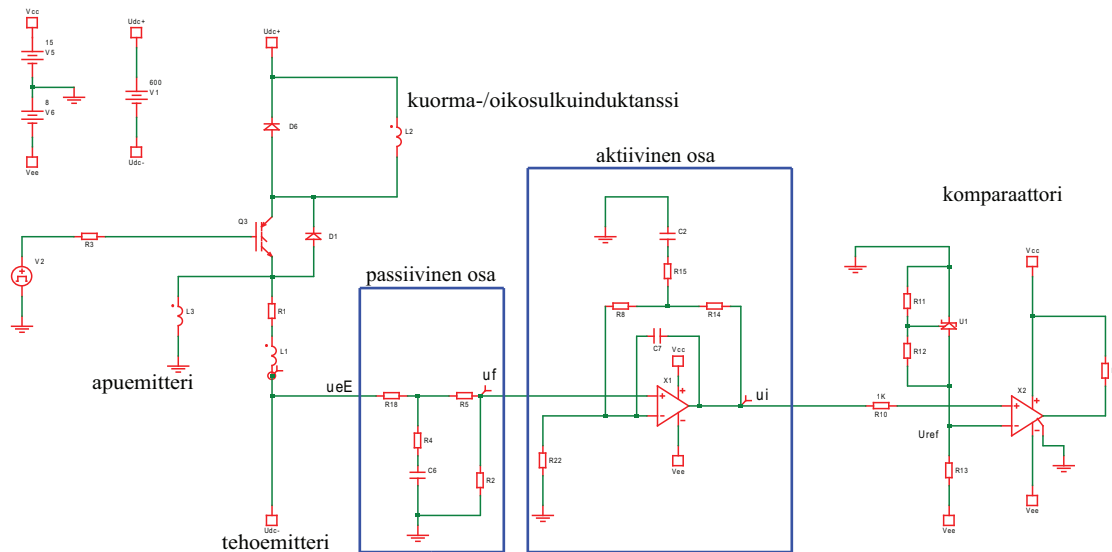
Virranmittauspiirissä käytetään nopeaa operaatiovahvistinta sekä komparaattoria, joka toimii kaksipuoleisella käyttöjännitteellä. Komparaattori sisältää avokollektori-tyyppisen lähtöasteen. Komparaattorin lähtöä käytetään ohjaamaan erillisellä piirikortilla sijaitsevaa optoerotinta. Erottimen lähtöaste vetää kuvan 49 mukaisesti ylemmän tason ohjaimen oikosulkuvalvontaan käytettävän signaalin alas (aktiiviseksi), kun optoerottimen LED syttyy. Prototyyppi kalustettiin käsin, koska komponentteja on piirilevyllä vähän ja osa niistä jouduttiin joka tapauksessa mitoittamaan kokeilemalla.



Kuva 49: Vikasignaalin välitys ylemmän tason ohjaimelle. Adapterikortilla oleva komparaattori sisältää avokollektorilähdön, jolla ohjataan optoerotinta. Adapterikortin signaalit on referoitu kyseisen IGBT:n apuemitterin potentiaaliin. Ylemmän tason ohjaimen signaalit on referoitu pääpiirin negatiivisen DC-jännitteen potentiaaliin.

6.2 Mittauspiirin virittäminen

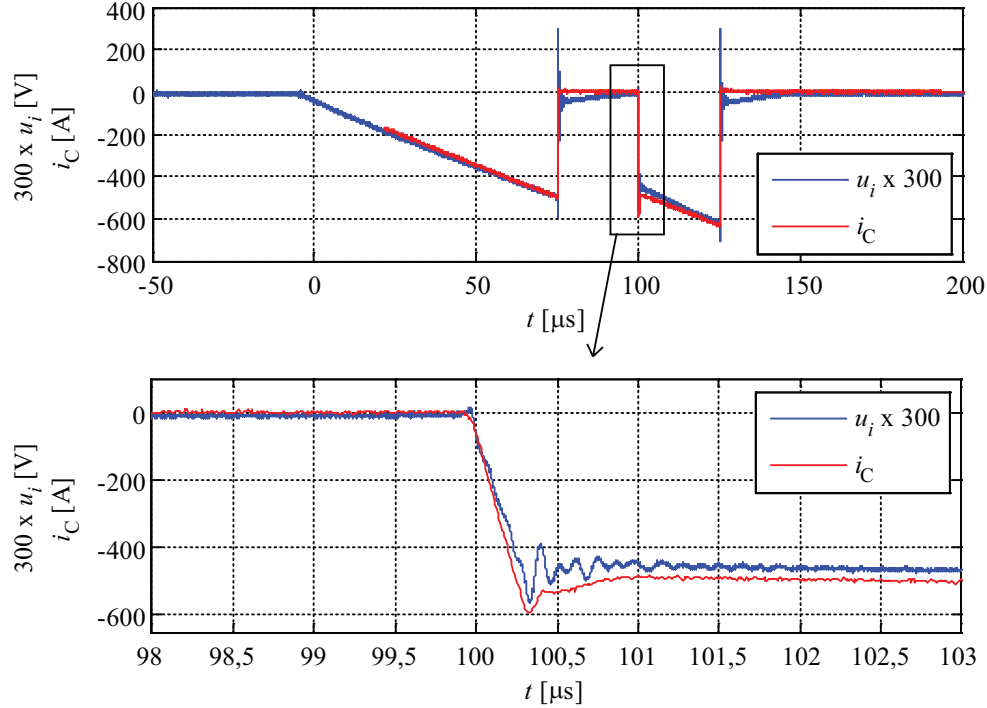
Oikosulkuvalvontapiirin testaaminen aloitettiin virittämällä virranmittauspiiri kaksoispulssikokeiden avulla. Testipenkissä mitattiin alahaaran IGBT:n virta oskilloskoopin ja laajakaistaisen virtamuuntajan (Pearson 110A) avulla. Tätä käyrämuotoa verrattiin passiivisella jännitemittapäällä (10x, Tektronix) mitattuun jännitteeseen u_i , joka mitattiin erillisellä erotusmuuntajalla varustetulla oskilloskoopilla. Jännitemittapää pyrittiin liittämään piirilevyllä siten, että johdinsilmukka maadoitusjohdinten kanssa olisi mahdollisimman pieni siihen indusoituvien sähkömagneettisten häiriöiden minimoimiseksi.



Kuva 50: Valvontapiirin simulointimalli SIMetrix ympäristössä.

Hajasuureiden lähtöarvoina käytettiin $L_{\sigma eE} = 13,5 \text{ nH}$ ja $R_{\sigma eE} = 0,4 \text{ m}\Omega$ jotka oli määritetty kokeellisesti. Koska u_i :n käyrämuoto ei aluksi vastannut kovin tarkasti virtamuuntajalla mitattua virtaa, haettiin mahdollista syytä piirisimulaattorin

avulla kuvan 50 simulointimallilla. Osoittautui että $R_{\sigma eE}$ oli arvioitu selvästi todellista pienemmäksi, mikä aiheutti huomattavaa virhettä nopeiden virran muutosten yhteydessä. Muutaman kokeilun jälkeen u_i :n ja i_C :n käyrämuodot saatiin riittävän yhteneväisiksi jatkotestejä varten kuvan 51 osoittamalla tavalla.



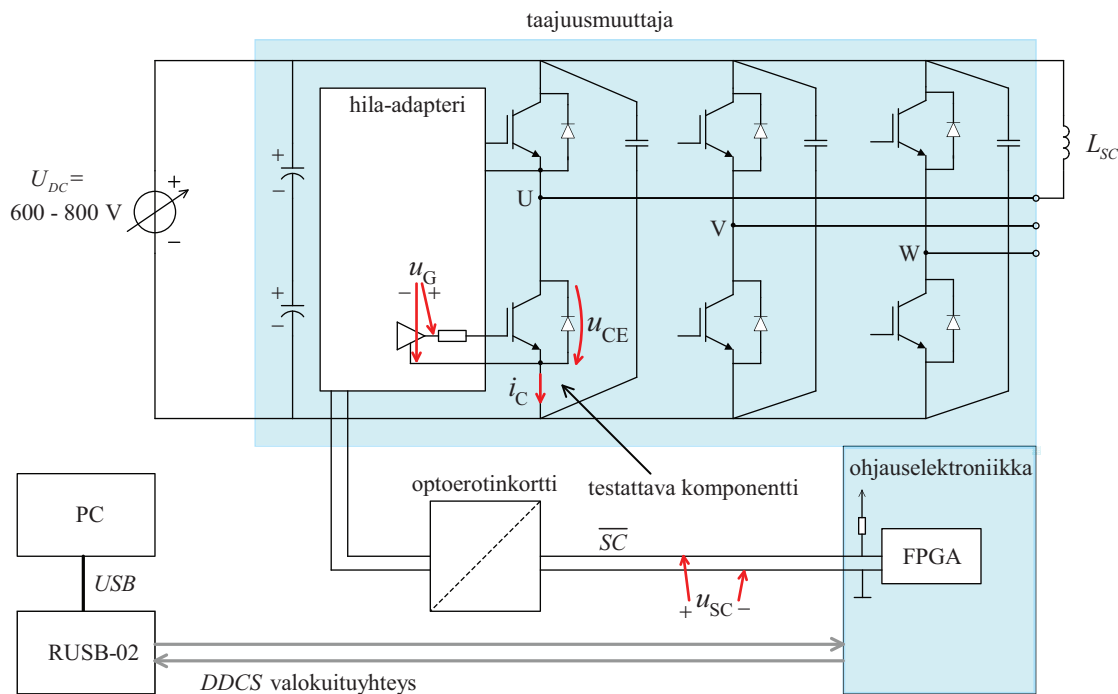
Kuva 51: Alahaaran virranmittauksen viritys kaksoispulssikokeella. Kuvassa i_C on mitattu laajakaistaisella virtamuuntajalla ja u_i on integraattorin lähtöjännite, joka on mitattu suoralla jännitemittapäällä. Käyrät eivät ole täysin päällekkäiset mittausspiirin parametrien epätäydellisestä sovituksesta johtuen. Yläkuvassa näkyvät terävät jännitepiikit johtuivat kytkentähetkillä oskilloskoopin mittapäähän indusoituineista häiriöistä.

Kaksoispulssikoe (kuva 19) soveltuu varsin hyvin virranmittauspiirin toiminnan verifiointiin, koska siinä testataan samalla kertaa virranmittauksen toimivuus sekä hitaissa että nopeissa virran muutoksissa. Tosin pelkistä aikatason käyrämuodoista on kohtalaisen hankalaa tulkita mikä osa piiristä aiheuttaa mittausrvirhettä. Tässä simulointimalli havaittiin erittäin hyödylliseksi. Sen avulla voi helposti kokeilla miten taajuusvasteen muokkaaminen vaikuttaa aikatason signaaliin.

6.3 Oikosulkukokeet

Varsinaiset oikosulkukokeet toteutettiin testipenkin sijaan taajuusmuuttajassa, koska kytkentä hyödyntää ylemmän tason ohjauskortilla sijaitsevaa suojauslogiikkaa ja pehmeän sammutuksen toteutusta. Prototyypilevillä varustettu IGBT-moduuli asennettiin taajuusmuuttajaan, jota syötettiin säädettävästä DC-jännitelähteestä suoraan välipiiriin kuvan 52 osoittamalla tavalla. Kuormaimpedanssina L_{SC} käytettiin aluksi 100 μH ja 10 μH kuristimia. Varsinaiset oikosulkutestit tehtiin eri mit-

taisilla kaapelinpätkillä, jotka oli kytketty vaihtosuuntaajan lähtövaiheen ja positiivisen DC-kiskon välille. Kaapelinpätkillä tehdyissä oikosulkukokeissa tehomodulin rinnalle oli aina kytketty kytkentäsuojakondensaattori (*clamp capacitor*), jotta transistoreihin kohdistuisi pienempi jänniterasitus jos pehmeä sammutus ei toimikaan.



Kuva 52: Oikosulkutesteissä käytetty mittausjärjestely.

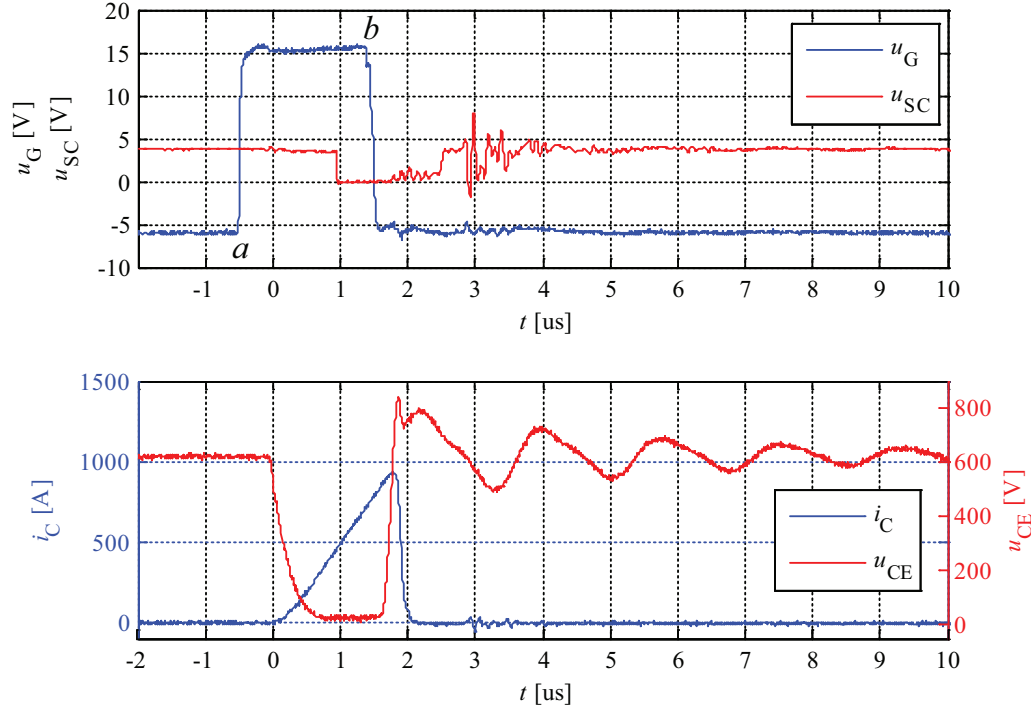
Testipulssien generoiminen

Taajuusmuuttaja sisälsi testiohjelman, jonka avulla voitiin tuottaa halutun pituinen testipulssi yhdessä lähtövaiheessa. Pulssin määrittelyt ja käynnistyskomento annettiin tietokoneelta valokuidun välityksellä. Oikosulkuvalvonnan virtaraja asetettiin ensimmäisiä testejä varten noin 1,5-kertaa tehomodulin nimellisvirran suuruiseksi, jotta valvonta havahtuisi ennen kuin IGBT:n virta ajautuu RBSOA-alueen ulkopuolelle. Kun testattava IGBT kytketään johtavaksi, kuormainduktanssin virta alkaa kasvaa lineaarisesti. Säättämällä testipulssin pituutta voidaan määrätä miten suureksi kuormavirta kasvaa. Pulssin pituutta kasvatettiin vähitellen kunnes oikosulkuvalvonta alkoi reagoida. Näin varmistettiin ettei transistorin virta päässyt kasvamaan odottamattoman suureksi testien aikana.

Kova ja pehmeä sammutus

Vertailun vuoksi kuvissa 53 ja 54 on esitetty sekä kova että pehmeä sammutus, kun kuormana on 1 μ H induktanssi ja välipiirijännite on 620 V. Kuvassa 53 kova sammutus tehdään kun IGBT:n virta on noin kolme kertaa nimellinen, eli se on RBSOA-alueen ulkopuolella. Sammutushetkellä b jännitteessä u_{CE} näkyy terävä piikki ($\hat{u}_{CE} \approx 850$ V), joka johtuu kollektorivirran suuresta muutosnopeudesta

($di_C/dt \approx -7000 \text{ A}/\mu\text{s}$) ja hajainduktansseista. Jännitepiikin jälkeen u_{CE} :ssä näkyy värähtelyä, joka johtuu kytkentäsuojakondensaattorin ja kommutointipiirin hajainduktanssien resonanssista. Ilman kytkentäsuojakondensaattoria ensimmäinen jännitepiikki olisi huomattavasti suurempi.

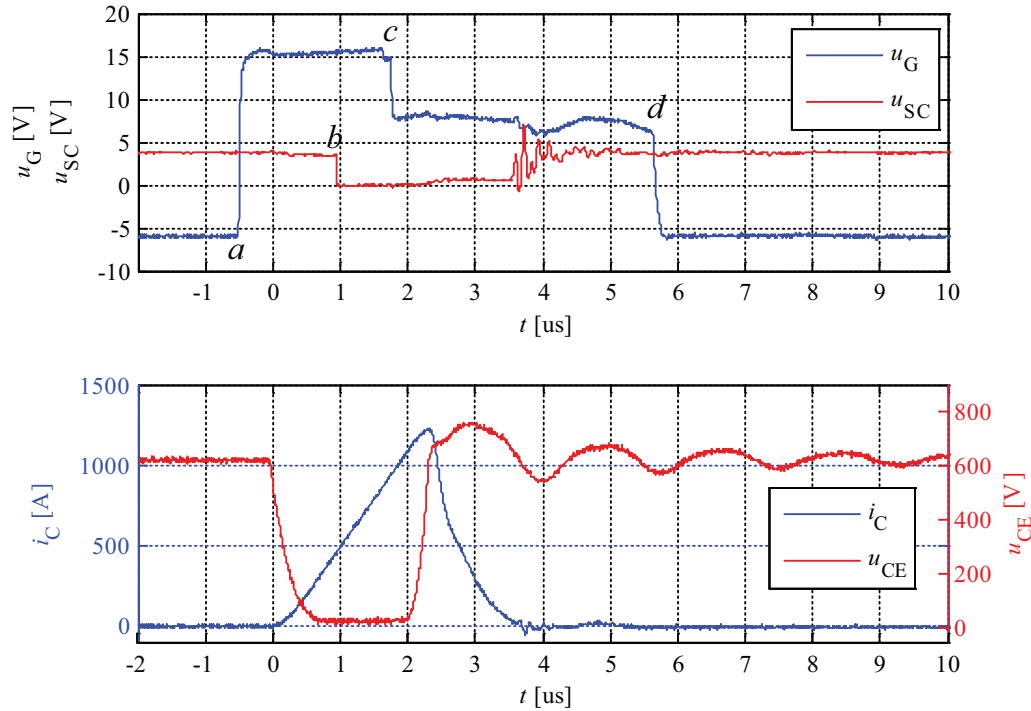


Kuva 53: Alahaaran IGBT:n kova sammutus. $U_{DC} = 620 \text{ V}$, $T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $L_{SC} \approx 1 \mu\text{H}$. Yläkuvassa hilaohjaimen pääteasteen lähtöjännite u_G sekä optoerottimen lähdöstä mitattu vikasignaali u_{SC} . Alakuvassa kollektorivirta i_C ja teholiittimistä mitattu kollektori-emitteri-jännite u_{CE} .

Sammutuksessa syntyvä jännitepiikki vaimenee, jos IGBT sammutetaan pehmeästi kuten kuvassa 54. IGBT:n sytytys aloitetaan hetkellä a , jonka jälkeen kollektorivirta alkaa kasvaa ja IGBT satureituu. Kun virta on kasvanut noin 450 ampeeriin, FPGA:n oikosulkuvalvontasignaali u_{SC} aktivoituu hetkellä b . Adapterikortilla oleva oikosulkuvalvonta on havahtunut optoerottimen etenemisviiveen ($\approx 200 \text{ ns}$) verran aikaisemmin. Suojauslogiikka toimii siten, että u_{SC} :n on oltava aktiivisena jonkin aikaa ennen kuin se tulkitaan todelliseksi viaksi. Hetkellä c suojauslogiikka aloittaa pehmeän sammutuksen alentamalla ohjausjännitteen arvoon $u_G \approx +8 \text{ V}$. Kollektorivirta jatkaa kasvuaan noin 600 ns ajan kunnes transistori siirtyy aktiivialueelle ja sammuu lopulta kokonaan. Kollektorivirran laskureuna on huomattavasti loivempi kuin kovassa sammutuksessa ($di_C/dt \approx -2700 \text{ A}/\mu\text{s}$), mistä syystä u_{CE} :ssä ei havaita lainkaan terävää piikkiä. Jännitteessä u_{CE} näkyy samanlaista värähtelyä kuin kovan sammutuksen tapauksessa, mutta se on amplitudiltaan pienempää ($\hat{u}_{CE} \approx 750 \text{ V}$).

IGBT sammuu täysin ennen lopullista sammutusta hetkellä d , vaikka ohjausjännite on pehmeän sammutuksen aikana suurempi kuin komponentille ilmoitettu

kynnysjännite $U_{GE(th)} \approx 5$ V. Simulaatioiden perusteella olisi ollut odotettavissa, että transistorin läpi jää kulkemaan jäännösvirta mikä katkeaa vasta kun ohjausjännite asetetaan alle kynnysjännitteen. Havaittu käyttäytyminen johtuu ainakin osittain siitä, että IGBT:n kynnysjännite on matalassa lämpötilassa suurempi kuin korkeassa lämpötilassa.



Kuva 54: Alahaaran IGBT:n oikosulkuvalvonnan havahtuminen ja pehmeä sammutus. $U_{DC} = 620$ V, $T_{vj} = 25$ °C, $L_{SC} \approx 1$ μ H. Sammutus tehdään kahdessa vaiheessa pudottamalla ohjausjännite u_G ensin +15 V:sta +8 V:iin (c–d) ja lopulta –7 V:iin (d).

6.4 Johtopäätökset

Mittausten perusteella voidaan todeta, että ehdotettu virranmittauskytkentä käyttäytyy kuten simulaatioiden perusteella oli odotettavissa. Mittauskytkentä pystyy muokkaamaan apuemitterin ja tehoemitterin välisestä jännitteestä signaalin, joka jäljittelee suhteellisen tarkkaan kollektorivirran käyrämuotoa riippumatta kollektorivirran muutosnopeudesta. Tämä poikkeaa esimerkiksi lähteissä [12] ja [44] esitetyistä ratkaisuksista, joissa pelkästään alipäästösuodatetaan jännitettä u_{eE} , mikä johtaa siihen, että oikosulkuvalvonta reagoi vain nopeisiin virran muutoksiin.

Työssä käytetyn virranmittausmenetelmän heikkoutena on, että se edellyttää tehomoduulin hajasuureiden $R_{\sigma eE}$ ja $L_{\sigma eE}$ tuntemista. Kokemusten perusteella $R_{\sigma eE}$ määrittäminen tuotti enemmän vaikeuksia kuin $L_{\sigma eE}$:n. Tämä johti siihen, että virranmittauspiiriä piti virittää iteratiivisesti komponentteja vaihtamalla, mikä on hidas menetelmä. Jotta ehdotettua virranmittausmenetelmää voisi hyödyntää jatkossa laajamittaisemmin, olisi kehitettävä tarkempi menetelmä hajasuureiden $R_{\sigma eE}$ ja

$L_{\sigma eE}$ määrittämiseksi. Simulointien perusteella myös resistanssin $R_{\sigma eE}$ lämpötilariippuvuus vaikuttaa saavutettavaan virranmittauksen tarkkuuteen eri toimintalämpötiloissa.

Tehtyjen oikosulkutestien mukaan ehdotettu kytkentä toteutti ne toiminnallisuudet, jotka oli alun perin suunniteltukin. Vikasignaalin välittämisestä optoerottimen kautta suojauslogiikalle ja signaalin suodattamisesta aiheutuu viivettä, joka hidastaa oikosulkusuojauksen reagointia verrattuna ideaalitalanteeseen. Tästä viiveestä huolimatta toteutettu kytkentä pystyy sammuttamaan IGBT:n aikaisemmassa vaiheessa kuin käytettäessä perinteistä saturaatiojännitevalvontaa.

Pehmeän sammutuksen vaikutus IGBT:n jänniterasitukseen oli odotetun kaltainen. IGBT:n virta kuitenkin käyttäytyi eri tavalla sammutuksessa kuin simulaatioiden ja datalehden virta–jännite-käyrästäön mukaan olisi ollut odotettavissa. Transistori ei siis jää johtamaan, kun pehmeän sammutuksen jännite $U_{Gtlo} \approx +8$ V vaikuttaa, vaan virta vaimenee noin 2 μs kuluttua pehmeän sammutuksen aloituksesta nollaan. Komponentin ylikuumenemisen kannalta tämä on hyvä asia, koska oikosulkuun liittyvä häviöenergia E_{SC} lakkaa kasvamasta kollektorivirran katketessa. Todennäköisesti korkeammassa lämpötilassa transistori pysyisi pidempään johtavana (aktiivialueella), jolloin E_{SC} olisi jonkin verran suurempi.

7 Yhteenveto

Tässä työssä on tutkittu erään virranmittaukseen perustuvan IGBT:n oikosulkusuojauskytkennän toimintaa. Kokeellista osuutta on pohjustettu työn alkuosan teoriaosuudella, jossa käsitellään oikosulkusuojauksen kannalta olennaisia asioita kuten IGBT:n toimintaperiaatetta, käyttäytymistä kytkentätilanteissa ja oikosulkuun liittyviä vikamekanismeja. Kirjallisuuden avulla on kartoitettu myös eri oikosulkuvalvontamenetelmiä, joista yleisin perustuu IGBT:n kollektori-emitteri-jännitteen mittaamiseen.

Oleellinen osa oikosulkusuojausta on IGBT:n pehmeä sammutus, jonka tarkoituksena on vähentää puolijohdekomponenttiin kohdistuvaa jänniterasitusta hidastamalla transistorin virran muutosnopeutta virran katkaisun yhteydessä. Pehmeä sammutus tehdään tyypillisesti purkamalla IGBT:n hilavaraus normaalia suuremman hilavastuksen kautta. Tässä työssä hyödynnettiin kuitenkin vaihtoehtoista tapaa toteuttaa pehmeä sammutus, joka tapahtuu muuttamalla sammutusjännitteen tasoa. Näitä kahta menetelmää verrattiin simuloinneilla, joiden perusteella hilajännitteen muuttaminen vaikuttaa tehokkaammalta menetelmältä.

Käytännön toteutuksessa iso painoarvo oli tehomodulin hajasuureita hyödyntävän virranmittausmenetelmän kehittämällä. Alustavien mittausten perusteella todettiin, että valitulla tehomodulilla apu- ja tehoemitterin välille syntyvä jännitehäviö oli riittävän suuri, jotta sitä voitiin hyödyntää virranmittauksessa. Virranmittauspiiri muokkaa tätä jännitehäviötä siten, että tuloksena saadaan IGBT:n kollektorivirran käyrämuotoa jäljittelevä jännitesignaali. Tähän päästiin käyttämällä tyypillisesti Rogowski-keulan signaalinmuokkauksessa käytettävää aktiivista integraattoria. Virranmittauspiirin toimintaa tutkittiin piirisimulaattorin avulla ennen varsinaisen prototyypin valmistamista. Kytkennän toimintaa on analysoitu myös taajuustasossa kehittämällä virranmittauskytkennän eri osien siirtofunktiot, minkä pohjalta on esitetty mitoitusperiaatteet. Lisäksi simuloimalla on havainnollistettu miten tehomodulin lämpötilan muutoksesta aiheutuva parametrivaihtelu vaikuttaa virranmittauksen käyttäytymiseen.

Kokeellisessa osuudessa suunniteltiin ja kalustettiin tehomodulin päälle sijoitettava hila-adaptoriipiirilevy. Virranmittauspiiri esitestattiin ja viritettiin kaksoispulsikokeiden avulla testipenkissä, mutta varsinaiset oikosulkukokeet tehtiin taajuusmuuttajalla. Mittausten perusteella ehdotettu kytkentä kykenee havaitsemaan oikosulkuvian ennen kuin transistorin siirtyä aktiivialueelle, mikä poikkeaa kollektori-emitteri-jännitteeseen perustuvasta oikosulkuvalvonnasta. Idea virranmittaukseen perustuvasta oikosulkusuojauksesta osoitettiin toimivaksi puolisisäkytkentäisen tehomodulin alahaaran osalta.

Jatkotutkimuksissa olisi hyödyllistä selvittää, miten paljon hajasuureet vaihtelevat saman moduulityypin eri yksilöiden välillä, sekä eri moduulityyppien kesken. Lämpötilan vaikutusta virranmittaukseen pitäisi simulointien lisäksi testata kokeellisesti. Valvontapiirin toimintaa olisi tutkittava normaalissa taajuusmuuttajan käyttötilanteessa, sekä kaikissa oikosulkutyypeissä. Toiminta pitäisi myös verifioida tehomodulin ylähaaran osalta.

Viitteet

- [1] M.M. Bakran, H.-G. Eckel, M. Helsper ja A. Nagel: *Next Generation of IGBT-modules Applied to High Power Traction*. European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.
- [2] B. Jayant Baliga: *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. Springer, 2008.
- [3] Filip Bäckström: *Design of Overvoltage and Earth-Fault Protections for a Frequency Converter*. Diplomityö, Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan korkeakoulu, Espoo, 2012.
- [4] Hans W. Becke ja Carl F. Jr. Wheatley: *Power MOSFET With an Anode Region*. Yhdysvaltalainen patentti US4364073, Radio Corporation of America, 1982. URL <http://www.google.com/patents/US4364073>.
- [5] A. Bhalla, S. Shekhawat, J. Gladish, J. Yedinak ja G. Dolny: *IGBT Behavior During Desat Detection and Short Circuit Fault Protection*. Proceedings of the 10th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 1998.
- [6] R.S. Chokhawala, J. Catt ja L. Kiraly: *A Discussion on IGBT Short-Circuit Behavior and Fault Protection Schemes*. IEEE Transactions on Industry Applications vol. 31 nro. 2, 1995.
- [7] International Electrotechnical Commission: *IEC 60747-9 Semiconductor devices - Discrete devices - Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs)*. IEC-standardi, 2007.
- [8] John Edwards: *B. Jayant Baliga: Designing The Insulated-Gate Bipolar Transistor*. Electronic Design, marraskuu 2010. URL <http://www.electronicdesign.com>.
- [9] Fuji Electric: *Fuji IGBT-IPM – Application Manual*. 2004. URL <http://www.fujielectric.com>.
- [10] D. Heer ja R. Bayerer: *Simple Turn-off Description of Trench- Field-Stop IGBT - IGBT3/3.3kV*. Infineon Technologies, 2012. URL www.infineon.com.
- [11] C.R. Hewson, W.F. Ray ja J. Metcalfe: *Optimising High Frequency Integrator Operation of Rogowski Current Transducers*. European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.
- [12] F. Huang ja F. Flett: *IGBT Fault Protection Based on di/dt Feedback Control*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007.
- [13] H. Hüsken ja W. Frank: *Balancing Losses and Noise Considerations for Choosing the Gate Resistor*. Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM 2006.
- [14] Texas Instruments: *LM7171*. Datalehti, 2013. URL www.ti.com.

- [15] Vinod John, Bum-Seok Suh ja Tomas Anthony Lipo: *Short Circuit Protection of IGBTs and Other Power Switching Devices*. Yhdysvaltalainen patentti US6097582, 2000. URL <http://www.warf.org/ipstatus/P99074US.PDF>.
- [16] Vinod Kumar Khanna: *The Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT: Theory and Design*. IEEE, Piscataway, NJ, 2003.
- [17] R. Kraus, P. Turkes ja J. Sigg: *Physics-based Models of Power Semiconductor Devices for the Circuit Simulator SPICE*. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 1998.
- [18] Matti Laitinen ja Jukka Palomäki: *Control of Semiconductor Component*. ABB Oy, Eurooppalainen patenttihakemus EP2495876 A1, 2012. URL <http://www.google.com/patents/EP2495876>.
- [19] T. Laska, G. Miller, M. Pfaffenlehner, P. Turkes, D. Berger, B. Gutschmann, P. Kanschat ja M. Munzer: *Short Circuit Properties of Trench-/Field-Stop-IGBTs-Design Aspects for a Superior Robustness*. IEEE 15th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD 2003.
- [20] Stefan Linder: *Power Semiconductors*. EPFL Press, Lausanne, Switzerland, 2006.
- [21] Y. Lobsiger ja J.W. Kolar: *Closed-Loop IGBT Gate Drive Featuring Highly Dynamic di/dt and dv/dt Control*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012. URL <http://www.pes.ee.ethz.ch>.
- [22] Bin Lu ja S.K. Sharma: *A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications vol. 45 nro. 5, 2009.
- [23] J. Lutz, R. Dobler, J. Mari ja M. Menzel: *Short Circuit III in High Power IGBTs*. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009.
- [24] J. Lutz, H. Schlangenotto, U. Scheuermann ja R. De Doncker: *Semiconductor Power Devices*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- [25] K. Maly ja C. Chen: *Automatic Over-Current Protection of Transistors*. Yhdysvaltalainen patentti US6330143, 2001. URL <http://www.google.com/patents/US6330143>.
- [26] Martti Mattila: *Lämpötilan vaihteluiden vaikutukset vaihtosuuntaajan IGBT-moduuliin (Insulated Gate Bipolar Transistor)*. Teknillinen korkeakoulu, Elektroonikan tietoliikenteen ja automaation tiedekunta, Espoo, 2008.
- [27] S. Musumeci, R. Pagano, A. Raciti, F. Frisina ja M. Melito: *Transient Behavior of IGBTs Submitted to Fault Under Load Conditions*. Conference Record of the 37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference 2002, vol. 3, s. 2182 -2189.

- [28] Jouko Niiranen: *Tehoelektroniikan komponentit*. 4. painos, Otatieto, Gaudeamus Helsinki University Press, HYY-yhtymä, Helsinki, 2007.
- [29] Leo Nuutinen: *Method of Controlling an IGBT and a Gate Driver*. ABB Oy, Eurooppalainen patentti EP2216905 B1, 2009. URL <http://www.google.com/patents/EP2216905>.
- [30] B.-G. Park, J.-B. Lee ja D.-S. Hyun: *A Novel Short-Circuit Detecting Scheme Using Turn-On Switching Characteristic of IGBT*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2008.
- [31] A. Radun: *An Alternative Low-Cost Current-Sensing Scheme for High-Current Power Electronics Circuits*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, nro. 1, s. 78-84, 1995.
- [32] M.A. Rodríguez-Blanco, A. Claudio-Sánchez, D. Theilliol, L.G. Vela-Valdés, P. Sibaja-Terán, L. Hernández-González ja J. Aguayo-Alquicira: *A Failure-Detection Strategy for IGBT Based on Gate-Voltage Behavior Applied to a Motor Drive System*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, nro. 5, s. 1625-1633, 2011.
- [33] Adel S. Sedra ja Kenneth C. Smith: *Microelectronic Circuits*. 5. painos, Oxford University Press, 2004. URL <http://www.sedrasmith.org>.
- [34] On Semiconductor: *MC33153 - Single IGBT Gate Driver*. Datalehti, 2011. URL http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC33153-D.PDF.
- [35] Semikron: *SEMiX302GB12E4s*. Datalehti, 2012. URL www.semikron.com.
- [36] Raymond Serway ja John Jewett: *Principles of Physics*. 5. painos, Cengage Learning, 2012. URL <http://books.google.fi>.
- [37] Kuang Sheng, B. Williams ja S. Finney: *A Review of IGBT Models*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, nro. 6, s. 1250-1266, 2000.
- [38] Tim J. Sobering: *Technote 2 - Bandwidth and Risetime*. Sähköinen opetusmateriaali, Kansas State University, USA, 2002. URL <http://www.k-state.edu/ksued1/publications.html>.
- [39] H. Takahashi, H. Haruguchi, H. Hagino ja T. Yamada: *Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor (CSTBT)-a Novel Power Device for High Voltage Application*. 8th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD 1996.
- [40] Infineon Technologies: *Application note AN2003-03: Switching Behavior and Optimal Driving of IGBT3 Modules*. 2003. URL <http://www.infineon.com>.
- [41] Infineon Technologies: *Technical information IGBT-modules FF450R17ME4-B11*. 2011. URL www.infineon.com.

- [42] Jan Thalheim: *Control Strategies for Balancing of Series and Parallel Connected IGBT/Diode Modules*. Väitöskirja, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 2003.
- [43] A. Volke ja M. Hornkamp: *IGBT Modules: Technologies, Driver and Application*. Infineon Technologies AG, 2011. ISBN 9783000320767. URL www.infineon.com.
- [44] Zhiqiang Wang, Xiaojie Shi ja Leon M. Tolbert: *A Fast Overcurrent Protection Scheme for IGBT Modules Trough Dynamic Fault Current Evaluation*. APEC 2013, s. 577–583.
- [45] A. Wintrich, U. Nicolai, T. Reimann ja W. Tusky: *Application Manual Power Semiconductors*. SEMIKRON International GmbH, 2011. ISBN 9783938843666. URL http://www.semikron.com/skcompub/en/application_manual_2010-4165.htm.
- [46] J. Yamada, Y. Yu, J.F. Donlon ja E.R. Motto: *New Mega Power Dual IGBT Module With Advanced 1200 V CSTBT chip*. Conference record of the Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting, 2002, vol. 3, s. 2159-2164.
- [47] K. Yuasa, S. Nakamichi ja I. Omura: *Ultra High Speed Short Circuit Protection for IGBT With Gate Charge Sensing*. 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's, ISPSD 2010.

A Liite: IGBT simulointimallit

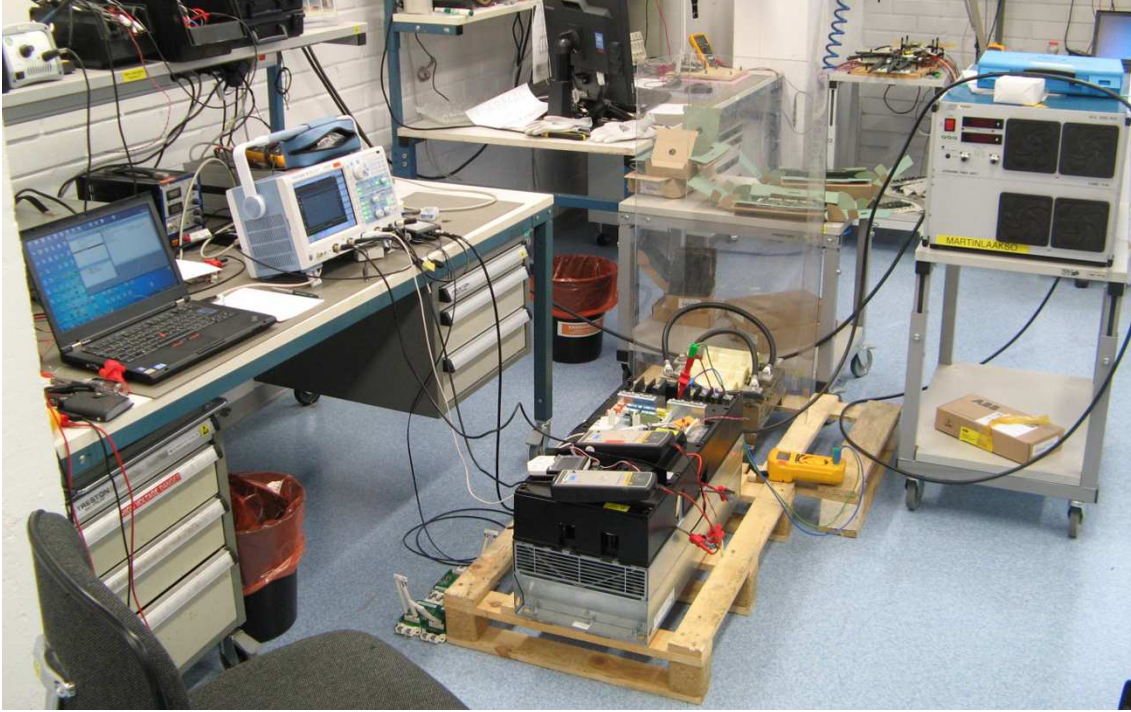
IGBT:stä löytyy monenlaisia simulointimalleja eri käyttötarkoituksiin. Näistä kehittyneimpiä ovat elementtimenetelmiin (FEM, *Finite Element Method*) perustuvat numeeriset mallit, joilla saadaan jäljiteltäviä puolijohderakenteen fysikaalista käyttäytymistä kaikkein parhaiten. Numeerisen mallin avulla voidaan esimerkiksi tutkia varauksenkuljettajien jakaumia transistorin rakenteessa. Tällaiset mallit vaativat paljon laskentatehoa ja tarkat valmistustiedot mallinnettavasta komponentista, joten niitä käytetään lähinnä puolijohdekomponenttien suunnittelun apuvälineenä valmistajien toimesta.

FEM-transistorimallien lisäksi on olemassa yksinkertaisempia piirisimulaattoreissa toimivia malleja. Lähteessä [37] nämä on jaoteltu matemaattisiin (*mathematical*), puolimatemaattisiin (*semimathematical*) ja empiirisiin (*empirical, behavioral*) malleihin. Matemaattiset mallit perustuvat transistorin fysikaalista käyttäytymistä kuvaaviin analyyttisiin yhtälöihin ja ne kuvaavat edellä mainituista parhaiten transistorin staattista ja dynaamista käyttäytymistä. Puolimatemaattisissa malleissa on tyypillisesti hyödynnetty piirisimulaattoreiden MOSFET ja bipolaatransistorimalleja ja niiden puutteita korjataan erilaisilla lisäkytkennöillä, jotka perustuvat transistorin fysikaaliseen käyttäytymiseen. Empiiriset mallit ovat kaikkein yksinkertaisimpia ja ne perustuvat transistorista mitattuihin arvoihin, joihin mallin käyttäytyminen on pyritty sovittamaan. Niitä käytetään järjestelmätason simuloimisessa, jolloin ei olla kiinnostuneita transistorin dynaamisesta käyttäytymisestä.

Tässä työssä on käytetty puolijohdevalmistajan tarjoamaa fysikaaliseen käyttäytymiseen perustuvaa IGBT-mallia IGC99T120T6RM-L2v1 (Trench-FS-IGBT), joka toimii SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) pohjaisessa simulointiympäristössä nimeltä SIMetrix. Tarkempi kuvaus mallista löytyy lähteestä [17]. Ainoa käyttäjän valittava parametri on liitoslämpötila, joka on vakio koko simulaation ajan. Malli ei siis ota transistorin lämpötilan muutokseen liittyviä ilmiöitä huomioon. Valittu IGBT-malli antaa kuitenkin riittävän realistisia tuloksia, jotta oikosulkusuojauskytkennän toiminnallisuutta voidaan kokeilla piirisimulaattorilla.

IGBT-mallin lisäksi simuloinneissa on käytetty vastaavanlaista valmistajan tarjoamaa diodimallia IDC51D120T6M-L2. Nämä on yhdistetty tehoduulin parasittisia suureita kuvaavaan malliin, joka on tehty Q3D-ohjelmistolla moduulin mekaanisista mitoista ja materiaalitiedoista laskemalla. Q3D-ohjelma pystyy BEM- (*Boundary Element Method*, reunaelementtimenetelmä) ja FEM-laskennalla muodostamaan piirielementtimatriisin, jota voidaan käyttää piirisimulaattorissa. Selvyyden vuoksi on mainittava, että tehoduulin mallintaminen on tehty tämän työn ulkopuolella (Mika Masti, ABB Oy), eikä työn tekijä ole osallistunut siihen.

B Liite: Oikosulkukokeissa käytetty mittausjärjestely



Kuva B1: Valokuva oikosulkutesteissä käytetystä mittausjärjestelystä.

Taulukko B1: Oikosulkukokeissa käytetyt mittalaitteet ja muut tarvikkeet.

Oskilloskooppi	Yokogawa DL9140L + erotusmuuntaja
Säädettävä DC-jännitelähde	FUG MCA6000-1500
Passiivinen jännitemittapää	Yokogawa 701943 (10x, 500 MHz)
2 kpl differentiaalisia jännitemittapäitä	Yokogawa 700924 (100x/1000x, 1400 V)
Rogowski-virtamittapää ($i_{max} = 3$ kA)	PEM CWT 15LFR, 2 mV/A
Yleismittari	Amprobe HD160C
Ilmavälillä varustettuja kuristimia	10 μ H ja 100 μ H (ABB)
Kaapelinpätkiä (Al)	2 m ja 1 m, 95 mm ² : 2,4 μ H ja 1 μ H
Taajuusmuuttaja	ACS880-XXXX (ABB)
IGBT/diodi -moduuli	FF300R12ME4 (Infineon)
Windows 7 PC	
Valokuituadapteri	RUSB-02 USB/DDCS (ABB)